

Regelverfahren zur Realisierung dezentraler Drehstromnetze für 3 Leitersysteme mittels parallelgeschalteter Spannungswechselrichter

Dissertation

**zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)**

**Vorgelegt der
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Ilmenau**

von Dipl.-Ing. Mansur S. Harsha

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt (TU Ilmenau)

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Leo Lorenz (Infineon Technologies AG, München)

Gutachter: Dr.-Ing. D. Kulka (Siemens AG, Krefeld)

vorgelegt am: 10. Januar 2005

verteidigt am: 13. Juni 2005

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2005000088

Danksagung

Die vorliegende Dissertationsarbeit entstand während meines Promotionsstudiums im Fachgebiet Leistungselektronik und Steuerungen in der Elektroenergietechnik an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der TU Ilmenau.

Mein herzlicher Dank gilt dem Fachgebietsleiter Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. J. Petzoldt, für seine sowohl fachliche als auch finanzielle tatkräftige Unterstützung, die das Gelingen der Arbeit ermöglichte. Ich danke Ihm außerdem für die Übernahme des Hauptreferates.

Den Herren Prof. Dr.-Ing. L. Lorenz und Dr.-Ing. D. Kulka danke ich ebenfalls für die Übernahme der Korreferate.

An dieser Stelle möchte ich Herrn Dr.-Ing. J. Büttner für seine fachliche Betreuung sowie für seine kompetenten Ratschläge, die die Arbeit stets vorantrieben, danken.

Herrn Dr.-Ing. T. Ellinger möchte ich ebenfalls für seine ziel- und lösungsorientierten Vorschläge sowie für seine fachliche und moralische Unterstützung meinen aufrichtigen Dank aussprechen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. W. Gens möchte ich für seine wohlwollende Ratschläge danken.

Allen Mitarbeitern der Fachgebiete schulde ich für ihre bereitwillige Hilfe Dank. Insbesondere danke ich Herrn Dr.-Ing. G. Berger für seine kreativen Lösungsansätze und Ideen.

Nicht zuletzt bedanke ich mich sehr bei meinen Eltern und meiner ganzen Familie, die mir zur Seite standen und für einen reibungslosen Verlauf der Arbeit sorgten.

Schließlich möchte ich mich noch besonders herzlich bei meiner Frau und meinem Sohn **Anas (2 J.)** für die entspannende Ablenkung und Motivation bedanken.

Ilmenau, Januar 2005

Mansur S. Harsha

Zusammenfassung

Harsha, Mansur S. :

Regelverfahren zur Realisierung dezentraler Drehstromnetze für 3 Leiter-systeme mittels parallelgeschalteter Spannungswechselrichter

131 Seiten 93 Bilder, 36 Lit.

Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Dissertation A, 2005

Dezentrale Energieversorgungssysteme können auf Basis der Parallelschaltung von mehreren gleichberechtigten Spannungswechselrichtern realisiert werden. Die zur Leistungserhöhung erforderliche Erweiterbarkeit und Flexibilität des Versorgungssystems setzt neben moderner Leistungselektronik gute Steuer- und Regelverfahren zur Beherrschung der Parallelschaltung voraus. Für einen hardwareminimalen und kostengünstigen Aufbau des Systems wird in der vorliegenden Arbeit auf die Potentialtrennung, sowohl AC- als auch DC-seitig, der Wechselrichter sowie auf zusätzliche Kommunikationseinrichtungen verzichtet.

Die Regelung der Spannung und der Frequenz in Abhängigkeit des Wirk- und Blindstromes (Kennlinienverfahren) gewährleistet eine gleichmäßige Lastaufteilung zwischen den beteiligten Wechselrichtern.

In der vorliegenden Arbeit werden auf Basis der Transformation der Systemgrößen vereinfachte Ersatzschaltbilder, die das Gesamtsystem beschreiben, für den Raumvektor und für die Nullkomponente entwickelt.

Für ein stabiles und sicheres Funktionieren der Parallelschaltung wird unter Nutzung eines vereinfachten Ersatzschaltbildes zweier parallelgeschalteter Wechselrichter eine Stabilitätsanalyse anhand des Raumvektors auf Basis systemtheoretischer und mathematischer Betrachtungen durchgeführt.

Die im System nur durch die Wechselrichter fließenden Nullkomponentenströme (Kreisströme) werden durch die in dieser Arbeit entwickelten speziellen Regelverfahren weitgehend eliminiert.

Für die bei der Parallelschaltung auftretenden Probleme wie Synchronisation der Wechselrichter, Spannungsabfälle über dem LC-Filter und Strombegrenzung bei Überlast und Kurzschluss werden in dieser Arbeit theoretisch begründete und für die praktische Anwendung geeignete Lösungen vorgestellt.

Die theoretischen Untersuchungen werden durch ausgewählte experimentelle Messungen verifiziert.

Abstract:

Harsha, Mansur.S

Control strategy for the realization of decentralized mains for 3-phase systems by parallel operation of voltage source inverters.

131 pages, 93 figures, 36 lit.

Ilmenau Technical University, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology

Dissertation, 2005.

A decentralized power supply system can be realized on the basis of parallel connection of several voltage source inverter having equal ratings.

One of the main requirements of such a system is that it should be extendable when there is requirement for larger load power. Apart from using modern power electronics devices, in order to achieve this aim we need better and flexible control strategy.

To achieve cost reduction and have optimal hardware, there is no isolation between different AC outputs of the inverters as well as there is no separation on the dc bus side of the each inverter. There is also no intercommunication between the inverters.

The output voltage and frequency of each inverter is regulated based on the active and reactive current and as well as based on the total load characteristic curve. This ensures an even load sharing among the inverters.

The total system is analysed through simplified equivalent circuit based on Modal Transformation of the system variables. The state space block diagrams of the transformed system along with its zero sequence components circuit are derived.

For stable and reliable working of the paralleled inverters a system stability study is performed. The stability analysis carried out in this thesis is based on system theory and mathematical formulation of two parallel connected inverters.

The zero sequence current components flowing between the inverters are eliminated by implementing a special control algorithm.

This work discusses the problems that arise and its effective solutions when inverters are paralleled such as synchronization, voltage drop across the LC filter and max current limiting requirements in case of overload and short-circuit. The provided solution is theoretically explained for suitable practical implementation.

All the above said theoretical investigation is verified by selective experimental measurements.

	Seite
1. Einleitung	4
1.1 Motivation	4
1.2 Problemstellung.....	4
1.3 Gliederung der Arbeit	5
2. Stand der Technik	6
2.1 Prinzipielle Möglichkeiten der Parallelschaltung.....	6
2.1.1 Datenaustausch	7
2.1.2 Parallelschaltung der Ansteuerung	7
2.1.3 Parallelschaltung mit Potentialtrennung	8
2.1.3.1 AC-seitige Potentialtrennung	8
2.1.3.2 DC-seitige Potentialtrennung	9
2.1.3.3 AC- und DC-seitige Potentialtrennung	10
2.1.4 Parallelschaltung ohne Potentialtrennung.....	10
2.2 Zielstellung der Arbeit.....	11
3. Theoretische Grundlagen	14
3.1 Einleitung	14
3.2 Modaltransformation.....	16
3.2.1 Transformation der AC-seitigen Systemgrößen des Wechselrichters .	16
3.2.2 Transformation der DC-seitigen Systemgrößen des Wechselrichters .	21
3.2.3 Anwendung der Modaltransformation auf eine Wechselrichterschaltung	23
3.2.3.1 Ideales Schaltermodell des Wechselrichter-Phasenbausteins.....	24
3.2.3.2 Mittelwertmodell des Wechselrichter-Phasenbausteins	25
3.2.3.3 Ideales Schaltermodell der dreiphasigen Brücke	27
3.2.3.4 Mittelwertmodell der dreiphasigen Brückenschaltung	27
3.2.4 Anwendung der Erkenntnisse auf eine Topologie mit zwei AC- und DC-seitig parallelgeschalteten Wechselrichtern.....	32
4. Betrachtungen zur Parallelschaltung von Spannungswechselrichtern auf der Basis komplexer Raumvektoren.....	35
4.1 Der Spannungswechselrichter als ideale Spannungsquelle.....	35
4.1.1 Verfahren der fallenden statischen Belastungskennlinien.....	39

4.1.1.1	Statische Spannungs-Blindstrom-Kennlinie	40
4.1.1.2	Statische Frequenz-Wirkstrom-Kennlinien	40
4.1.2	Mathematische Herleitung der Differenzialgleichungen zweier parallel geschalteter Spannungsquellen	41
4.1.3	Einfluss der Systemparameter auf die Stabilität der parallel geschalteten Spannungsquellen im Leerlauf.....	48
4.1.4	Stabilitätsuntersuchung des linearisierten Systems	49
4.1.4.1	Linearisierung der Zustandsgleichungen	49
4.1.4.2	Berechnung der Arbeitspunkte.....	50
4.1.4.3	Einfluss der Kennlinienparameter im Leerlauf.....	53
4.1.4.4	Einfluss der Impedanzparameter auf die Systemstabilität.....	55
4.1.4.5	Stabilitätsprüfung eines ausgewählten Arbeitspunktes	57
4.1.5	Stabilitätsuntersuchung des nichtlinearisierten Systems.....	59
4.1.6	Einfluss der Belastung auf die Systemstabilität.....	63
4.1.6.1	Ohmsche Belastung.....	63
4.1.6.2	Ohmsch-induktive Belastung	65
4.2	Regelkonzepte für den ruhenden Raumvektor	65
4.2.1	Regelungstopologie mit Zusatzdrossel	65
4.2.2	Regelungstopologie ohne Zusatzdrossel	68
5.	Betrachtung des Kreisstroms anhand der Nullkomponente	70
5.1	DC-seitige Parallelschaltung der Zwischenkreise.....	70
5.1.1	Kreisstrom	70
5.1.1.1	Theoretische Grundlagen.....	70
5.1.1.2	Pulsfrequente Kreisstromkomponenten	70
5.1.1.3	150Hz Kreisstromkomponenten	75
6.	Praktische Umsetzung der ausgewählten Regelverfahren.....	78
6.1	Statische und dynamische Spannungsabfälle	78
6.1.1	Theoretische Grundlagen.....	78
6.1.2	Praktische Umsetzung des Verfahrens	82
6.1.2.1	Direkte Aufschaltung der Wirkstromkomponente auf den Betrags- sollwert der Wechselrichterspannung	82
6.1.2.2	Direkte Regelung des Betrages der Spannung über dem Filterkondensator (Kennlinienanhebung)	83

6.2	Kurzschluss und Überlast.....	84
6.3	Phasen- und Amplitudensynchronisation	90
6.3.1	Einstellung der Belastungskennlinienparameter	95
6.3.2	Nachträgliche Korrektur fehlerhafter bzw. ungenauer Kennlinienparameter	98
7.	Experimentelle Ergebnisse.....	100
7.1	Messung zur Kompensation des Spannungsabfalls über dem LC-Filter ...	101
7.2	Kurzschluss und Überlast.....	105
7.3	Messungen zur Kreisstromproblematik	110
8.	Zusammenfassung und Ausblick	115
9.	Anhang	118
9.1	Beschreibung des DIGSIM-Simulationsmodells	118
9.1.1	Leistungsteil	118
9.1.2	Regelungsstruktur	119
9.2	Technische Daten	124
9.3	Allgemeine Schreibweise Systemrößen	124
9.4	Bedeutung der verwendeten Formelzeichen	125
9.5	Bedeutung der tiefgestellten Indizien	126
9.6	Bedeutung der verwendeten Abkürzungen	127
10.	Literaturverzeichnis	129

1. Einleitung

1.1 Motivation

Die Entwicklung von Verfahren zur dezentralen Energieversorgung wird in Zukunft immer mehr an Bedeutung gewinnen. Damit wird ein Beitrag zur Entlastung der angespannten Umweltbelastung durch Großkraftwerke geleistet. Die Verbesserung besteht darin, die benötigte Energie mit den notwendigen Parametern am Ort des Verbrauchers zu erzeugen. Zur Nutzung dieser Energiequellen wie Sonnen- und Windenergie oder Blockheizkraftwerke ist eine intelligente digitale Steuerungstechnik in Kombination mit moderner Leistungselektronik notwendig. Die Parallelschaltung mehrerer Einheiten zur Erhöhung der Leistung möglichst ohne Datenaustausch untereinander ist von hochaktueller Bedeutung, weil eine gestaffelte Anpassung an den Leistungsverbrauch problemlos möglich ist und Umrichterhersteller an derartigen Lösungen interessiert sind.

1.2 Problemstellung

Der Aufbau von elektrischen Versorgungssystemen auf der Basis von Spannungswechselrichtern (SPW) war bisher auf Grund der geringen Flexibilität und schwierigen Erweiterbarkeit nur bedingt möglich. Das größte Hindernis ist die technisch schwierig umzusetzende Synchronisation mehrerer Wechselrichterrichter (WR), die üblicherweise mit einer Festfrequenz von 50 Hz arbeiten.

Da die Distanzen zwischen den einzelnen WRn u. U. groß sind, muss aus Kostengründen auf zusätzliche Einrichtungen für die Datenaustausch zwischen den WRn möglichst verzichtet werden. Stattdessen müssen spezielle Regelungsstrukturen zur Gewährleistung des Parallelbetriebs autonomer Einheiten entwickelt werden.

Die kleinen Koppelimpedanzen zwischen den WRn führen dazu, dass ohne zusätzliche Maßnahmen große Ausgleichströme ungehindert fließen können, die wiederum unerwünschte Systemverluste verursachen und die Stabilität des Gesamtsystems wesentlich beeinträchtigen.

Die Systemgrößen müssen in Komponenten (z.B. in Raumvektor (RV) und Nullkomponente (NK)) zerlegt und diese jeweils durch geeignete Maßnahmen dem Entwurfsziel entsprechend steuerungstechnisch beeinflusst werden.

Die Systemstabilität muss in jeder Situation, d.h. vor allem in Abhängigkeit vom Schaltungs- und Belastungszustand, gewährleistet werden.

1.3 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit den theoretischen Grundlagen der Modaltransformation von Systemgrößen. Dabei werden diese für die AC- und DC-seitigen Komponenten (RV und NK) zerlegt.

Im zweiten Teil wird das Verhalten des RV's der AC-seitigen Systemgrößen bei zwei parallelgeschalteten WRn systemtheoretisch betrachtet. Die Systemstabilität wird für diesen Fall analysiert.

Regelungsstrukturen zur Regelung des RV's und der NK für die Parallelschaltung der WR sowie komponentenbezogene Lösungen für den RV und NK werden entwickelt. Zum Nachweis der geforderten Funktionalität des entworfenen Systems werden experimentelle Untersuchungen an der Demonstrationsanlage durchgeführt.

2. Stand der Technik

Die Parallelschaltung von Spannungswechselrichtern (nachfolgend mit SWRn abgekürzt) zum Aufbau von Inselnetzen bzw. zur Bereitstellung von Netzspannungen zur Versorgung von z.B. weit von den energieerzeugenden Kraftwerken entfernten Verbrauchern gewinnt zunehmend wirtschaftliche Bedeutung und findet in vielen Industriebereichen und umweltschonenden Energieversorgungsprojekten Anwendung. Denn in vielen Regionen sind größere Kraftwerke aufgrund wachsender System- und Treibstoffkosten und zunehmend strengerer Umweltbestimmungen unwirtschaftlich. Eine Parallelschaltung von mehreren SWRn kann z.B. in einer Solaranlage (Photovoltage) mit mehreren Paralleleinheiten zur Leistungserhöhung eingesetzt werden. Durch Auswahl bestimmter Parallelschaltungskonzepte mit geeigneten Regelungs- bzw. Steuerungstopologien lässt sich das Wechselrichtersystem problemlos erweitern und das gewünschte Ausgangsleistungsniveau erreichen. Zu den wichtigsten Vorteilen dieser Art der Energieerzeugung gehören die Netzqualität, Zuverlässigkeit, Kostenersparnisse , Erweiterbarkeit usw.

2.1 Prinzipielle Möglichkeiten der Parallelschaltung

Die WR können sowohl ausgangs- (AC) als auch eingangsseitig (DC) mit oder ohne Potentialtrennung miteinander parallel verbunden werden. Außerdem besteht die Möglichkeit, die Ausgangskreise der WR mit oder ohne Zusatzdrossel, sie wird nach dem Ausgangsfilter (LC-Filter) zur Entkopplung des Systems geschaltet, zu gestalten. Das Verfahren der fallenden Kennlinien gewährleistet die gleichmäßige Lastaufteilung zwischen den WRn, wenn kein Datenaustausch stattfinden soll. Für das sichere Funktionieren der Parallelschaltung ist in der Regel ein Datenaustausch zwischen den beteiligten WRn notwendig. In der vorliegenden Arbeit soll im Gegensatz dazu ein funktionsfähiges Konzept der Wechselrichterparallelschaltung vorgestellt werden, in dem kein Datenaustausch zwischen den an der Parallelschaltung beteiligten WRn erforderlich ist. Im Abschnitt 2.1.3 werden die in Betracht kommenden Parallelschaltungstopologien näher betrachtet.

2.1.1 Datenaustausch

Durch den direkten Austausch der Informationen zwischen den WRn gelingt es, die aktuell erhaltenen Daten für die Regelung bzw. Steuerung zu nutzen, um z.B. Synchronisationsvorgänge besser zu beherrschen sowie die Sollwerte für die Regelung dauernd zu korrigieren. Abb. 2.1 verdeutlicht beispielhaft das Schema des Datenaustausches zwischen zwei parallelgeschalteten WRn. Auf diese Art der Kommunikation wird in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen.

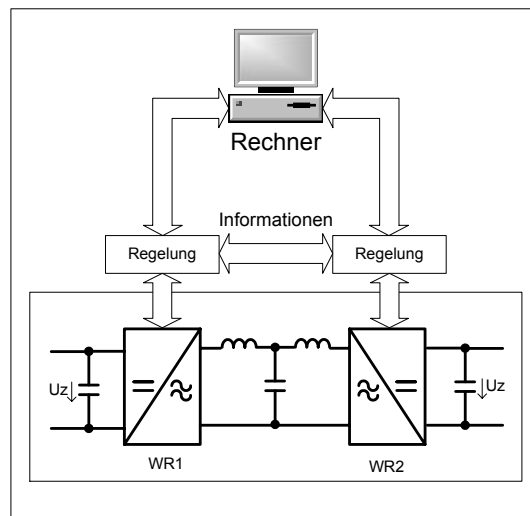


Abb. 2.1

Datenaustausch zwischen den Wechselrichtern

2.1.2 Parallelschaltung der Ansteuerung

Bei einer direkten Parallelschaltung der Ansteuerimpulse werden diese wie in der Abb. 2.2 dargestellt an die Treiberstufen der Halbleiterschalter (IGBT's), ausgehend vom Master-WR, an die übrigen parallelgeschalteten WR (Slave-WR) über ein Kabel weitergeleitet. Dadurch kann theoretisch ein völlig synchrones Wechselrichtersystem aufgebaut werden, in dem keine Kreisströme entstehen können. Das gesamte Wechselrichtersystem funktioniert in diesem Fall wie ein einziger WR mit einer Regelungs- bzw. Steuerungsstruktur, die nur in dem Master-WR implementiert wird. Die übrigen parallelgeschalteten WR werden synchron angesteuert. Probleme bereiten jedoch die Totzeiten bzw. die Verzögerungszeiten, die desto größer werden, je länger die Verbindungskabel sind. Diese Verzögerungszeiten haben nicht synchrone Ein- und Ausschaltzeiten der zusammengehörigen Schalter in den WRn zur Folge und verur-

sachen damit unerwünschte Ausgleichvorgänge, die gleichzeitig die Systemstabilität negativ beeinflussen. Da die räumlichen Distanzen zwischen den WRn groß sein können, gilt diese Variante als nicht geeignet und wird daher künftig nicht weiter betrachtet.

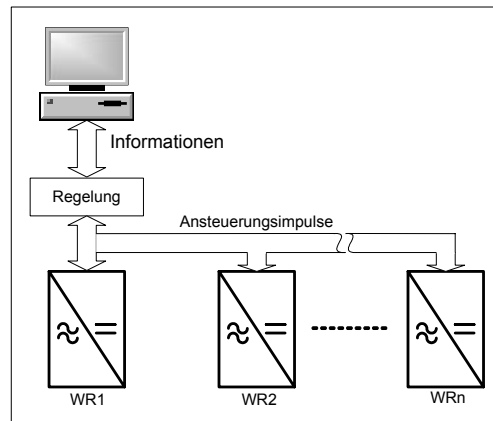


Abb. 2.2

Parallelschaltung der Ansteuerimpulse

2.1.3 Parallelschaltung mit Potentialtrennung

2.1.3.1 AC-seitige Potentialtrennung

Für eine AC-seitige Potentialtrennung der parallelgeschalteten WR gemäß Abb. 2.3 werden in der Regel Transformatoren ausgangsseitig an die WR geschaltet. Durch diese Potentialtrennung wird gesichert, dass keine Kreisströme (Nullkomponentenströme) zwischen den WRn fließen. Diese Kreisströme haben Systemverluste zur Folge und können die Systemstabilität erheblich beeinträchtigen. Nachteil dieser Schaltungstopologie ist der zusätzliche gerätetechnische Aufwand im Vergleich zur einer Parallelschaltung ohne Potentialtrennung.

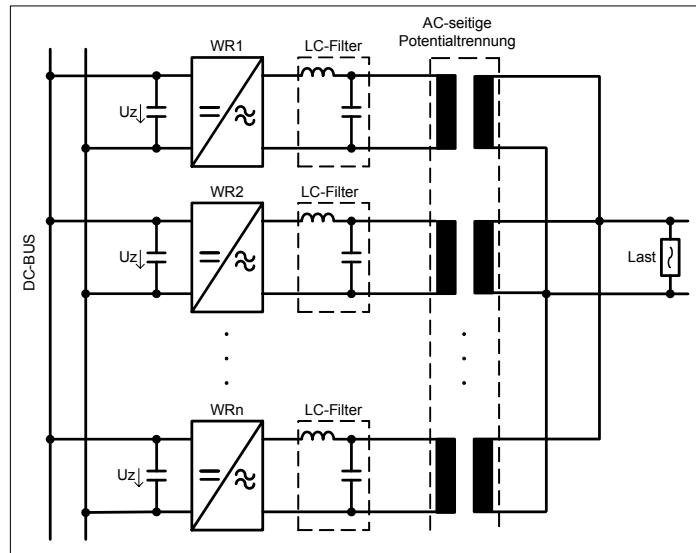


Abb. 2.3

Einphasiges Ersatzschalbild der Parallelschaltung von mehreren Spannungswechselrichtern mit AC-seitiger Potentialtrennung

2.1.3.2 DC-seitige Potentialtrennung

Abb. 2.4 zeigt das Wechselrichtersystem mit getrennten, potentialfreien Gleichspannungsquellen zur Versorgung der Zwischenkreise. Auch in dieser Schaltungsconfiguration können vorteilhaft keine Kreisströme fließen.

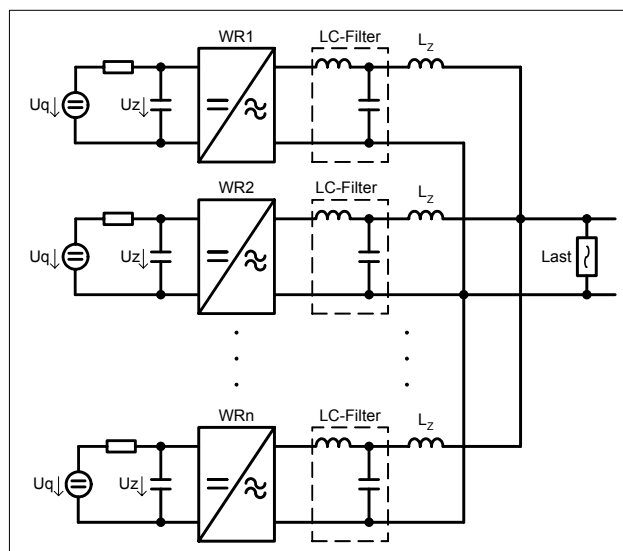


Abb. 2.4

Einphasiges Ersatzschalbild der Parallelschaltung von mehreren Spannungswechselrichtern mit DC-seitiger Potentialtrennung

Ausgangsseitig wird meist eine kleine Entkopplungsdrossel L_z (Zusatzdrossel) in Reihe zum Ausgangsfilter (LC-Filter) geschaltet. Diese soll die WR vom Netz entkoppeln. Der gerätetechnische Aufwand ist umso höher, je größer die Anzahl der parallelgeschalteten WR ist.

2.1.3.3 AC- und DC-seitige Potentialtrennung

Die Schaltungsmöglichkeit in Abb. 2.5 zeigt sowohl eine AC- als auch eine DC-seitige Potentialtrennung der WR. Bei dieser Variante der Parallelschaltung hat man den größten gerätetechnischen Aufwand.

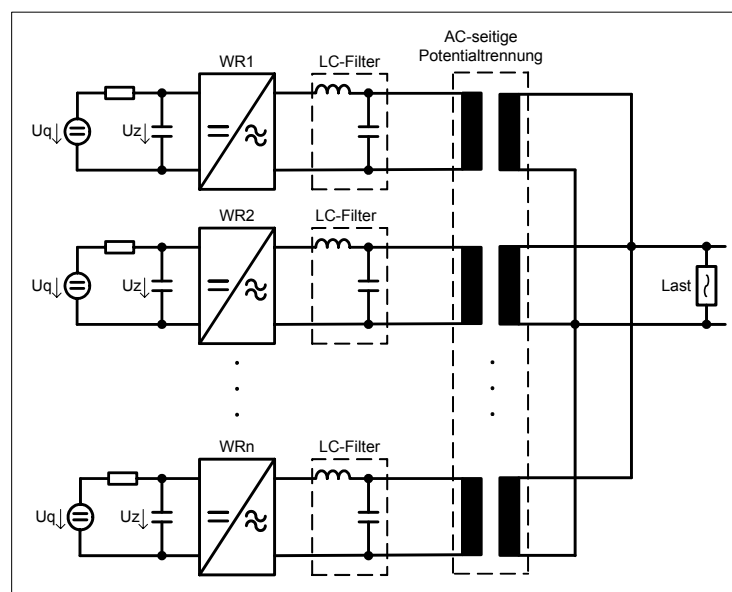


Abb. 2.5

Einphasiges Ersatzschaltbild der Parallelschaltung von mehreren Spannungswechselrichtern mit AC- und DC-seitiger Potentialtrennung

2.1.4 Parallelschaltung ohne Potentialtrennung

Diese Variante wird in der vorliegenden Arbeit näher betrachtet. Hier hat man zwar einen minimalen gerätetechnischen Aufwand aber es können Kreisströme (mit grauer Linie gekennzeichnet) ungehindert zwischen den WRn fließen [12]. Diese Ströme werden mit Hilfe gezielt entwickelter Regelverfahren minimiert

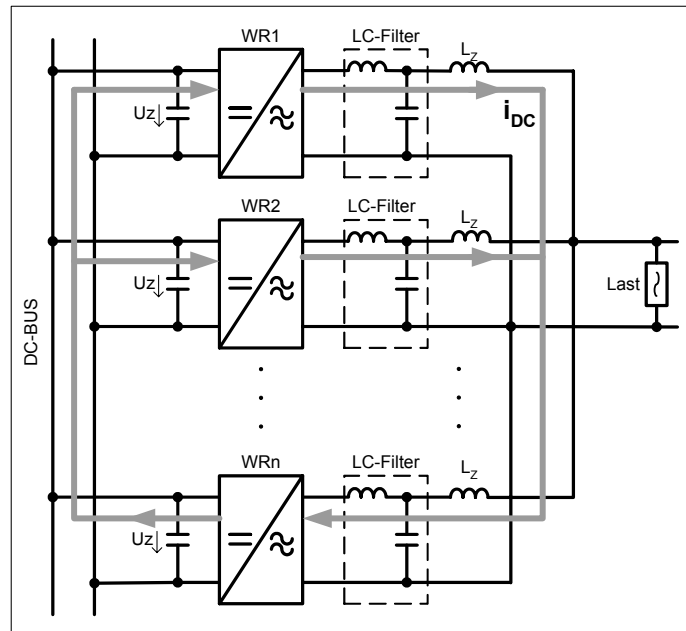


Abb. 2.6

Einphasiges Ersatzschaltbild der Parallelschaltung von mehreren Spannungswechselrichtern ohne AC- und DC-seitige Potentialtrennung

2.2 Zielstellung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit leistet einen Beitrag zur Entwicklung und Untersuchung von Regelverfahren für SWR zur Realisierung von Inselnetzen. Dabei ist der kontinuierliche Übergang vom SWR am starren Netz zur Netzeinspeisung über die Kopplung mit einem schwachen Netz bis zum anderen Grenzfall der Erzeugung eines autonomen Inselnetzes zu betrachten. Während beim Betrieb am starren Netz die Frequenz- und Spannungsvorgabe durch das Netz erfolgt, ist beim Inselnetz sowohl die Frequenz- als auch die Spannungsführung dezentral zu realisieren. Es sind adaptive Regelverfahren denkbar, die sich an die vorhandenen Netzverhältnisse selbständig anpassen.

Die Parallelschaltung mehrerer WR zur Leistungserhöhung erfordert spezielle Verfahren zur gleichmäßigen Stromaufteilung auf die einzelnen Einheiten. Damit diese Einheiten beliebiger Anzahl problemlos, mit möglichst geringem Aufwand parallelgeschaltet werden können, darf kein Datenaustausch untereinander erforderlich sein. Für die Realisierung einer gleichmäßigen Stromaufteilung stehen nur interne Messgrößen zur Verfügung. Auf zusätzliche Sensoren, die nicht ohnehin zum sicheren Betrieb notwendig sind, muss verzichtet werden.

Für die gleichmäßige Stromaufteilung untereinander ist zu untersuchen, ob die Regelung des Betrages der Spannung in Abhängigkeit vom Wirk- oder vom Blindstrom erfolgen muss. Dabei sind die Impedanzverhältnisse der Verbindungen untereinander zu berücksichtigen.

Eine möglichst kostengünstige Realisierung erfordert, dass alle Einzelwechselrichter an einem gemeinsamen Zwischenkreis betrieben werden. Infolge der AC- und DC-seitigen Kopplung der parallelgeschalteten WR, können sich Kreisströme ausbilden, deren Kompensation durch entsprechende Regelverfahren erreicht werden muss. Nur damit ist eine effektive Nutzung der WR möglich.

Einleitend enthält die vorliegende Arbeit die theoretischen Grundlagen der modalen Transformation von Systemgrößen. Dabei werden die mathematischen Zusammenhänge zur Herleitung der allgemeinen Form der Transformationsmatrix, die alle diagonal-zyklisch-symmetrische Matrizen [10] diagonalisiert, abgeleitet. Dadurch gelingt es, das System in völlig entkoppelte Komponenten (z.B. Raumvektor (RV) und Nullkomponente (NK)) zu zerlegen. Diese Komponenten werden einzeln behandelt. In der Arbeit wird die Modaltransformation auf die Systemgrößen der AC- und DC-seitigen Netzwerken eines WR's angewendet.

Daraufbauend werden optimal an die Problemstellung angepasste Regelstrukturen unter Verwendung des ruhenden RV's entwickelt. Damit ein sicheres und stabiles Funktionieren des Systems gewährleistet werden kann, wird in dieser Arbeit eine Stabilitätsanalyse des sich aus der Parallelschaltung ergebenden AC-Systems durchgeführt. Dabei wird aufgezeigt wie die Stabilität des um einen Arbeitspunkt linearisierten Systems in Abhängigkeit der Kennliniensteigung, der Systemparameter, z.B. Filterwiderstand und –induktivität, und der Belastung beeinflusst wird.

In Bezug auf die NK werden in dieser Arbeit geeignete Regelkonzepte für die Eliminierung der Kreisstromkomponenten vorgestellt. Damit werden die puls- und niederfrequenten (150-Hz) Kreisstromkomponenten eliminiert.

Außerdem enthält diese Arbeit geeignete Lösungsansätze für die aufgetretenen Probleme wie z.B. Synchronisation der WR, Kompensation der statischen Span-

nungsabfälle über dem LC-Filter sowie Strombegrenzung bei Überlastung und Kurzschluss.

Abschließend wird die Brauchbarkeit der theoretisch erzielten Ergebnisse anhand der an einer Demonstrationsanlage durchgeführten Experimente bestätigt.

3. Theoretische Grundlagen

3.1 Einleitung

Die dreiphasigen Systemgrößen werden in der vorliegenden Arbeit allgemein mit v_μ ($\mu = U, V, W$) bezeichnet, die NK bzw. die homopolare Systemgröße mit v_0 . Diese lässt sich nach Gl. (3.1) bestimmen.

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_U + v_V + v_W). \quad (3.1)$$

Bei symmetrischen Dreiphasensystemen verschwindet die Summe der drei Systemgrößen gemäß Gl.(3.2). Dabei bezeichnet man das verbleibende Dreiphasensystem als bisymmetrisch [13].

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_U + v_V + v_W) = 0. \quad (3.2)$$

In diesem speziellen Fall sind, wie z.B. bei den nachfolgend betrachteten Systemgrößen, jeweils nur noch zwei Komponenten (α und β) voneinander unabhängig. Daher sind diese beiden für die systemtheoretische Beschreibung eines solchen Dreiphasensystems vollkommen ausreichend [13]. Eine besonders einfache und übersichtliche Darstellung eines bisymmetrischen Systems gelingt, wenn die beiden verbleibenden unabhängigen Diagonalkomponenten zu einer gemeinsamem komplexen Größe zusammengefasst werden [13].

Die Definitionsgleichung für die als komplexer RV bezeichnete Systemgröße ist nachfolgend angegeben

$$\vec{v}(t) = \frac{2}{3}(v_U + \underline{a} \cdot v_V + \underline{a}^2 \cdot v_W) = v_\alpha + jv_\beta = |\vec{v}| e^{j\varphi_{\vec{v}}}, \quad (3.3)$$

wobei \underline{a} entsprechend Gl. (3.4) als komplexer Drehoperator definiert ist.

$$\underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (3.4)$$

Die Gl. kennzeichnet zugleich den Zusammenhang zwischen dem RV in kartesischer Darstellung und den oben beschriebenen Diagonalkomponenten. Der Real- bzw. Imaginärteil eines komplexen RV's in ruhenden Koordinaten ist definitionsgemäß identisch mit der α - bzw. β -Komponente einer Systemgröße [13].

Durch Multiplikation des RV's mit dem konjugiertkomplexen Einheitsraumvektor entsprechend Gl. (3.5) lässt sich eine Transformation des Vektors in ein mit Netzfrequenz umlaufendes Koordinatensystem durchführen. Der dabei entstehende ruhende Vektor wird nachfolgend, wie aus Identität (3.5) ersichtlich, mit einem hochgestellten Strich (gestrichener Vektor) gekennzeichnet [13].

$$\underline{\vec{v}}' = \underline{\vec{v}} \cdot e^{j\omega_{(1)}t} = v_d + jv_q. \quad (3.5)$$

Zerlegt man den Raumvektor in dem mit der Netzkreisfrequenz ($\omega_{(1)}=2\pi \cdot f_{(1)}$) umlaufenden Koordinatensystem in Real- bzw. Imaginärteil, so ergeben sich entsprechend der oben angeführten Beziehung die Längs- (d-) bzw. Quer- (q-) Komponente der bekannten Parkschen Komponenten (Zwei-Achsen-Komponenten) [13].

In diesem Kapitel werden außerdem die theoretischen Grundlagen der Koordinatentransformation von zwei- und dreiphasigen Systemgrößen zwecks besserer Verständigung vorgestellt.

Die Systemgrößen eines dreiphasigen Drehstromsystems werden mit Hilfe einer Transformationsmatrix $[\underline{T}_{MT}]^{-1}$ in das entsprechende Koordinatensystem transformiert.

$$\underline{v}_{MT} = [\underline{T}_{MT}]^{-1} \cdot \underline{v}_\mu. \quad (3.6)$$

Die transformierten Systemgrößen \underline{v}_{MT} dienen im Fall symmetrischer Übertragungselemente zur vereinfachten und übersichtlichen Beschreibung des Systemverhaltens durch Ersatzschaltbilder. Diese Ersatzschaltbilder sind für den Entwurfsprozess, der für die Entwicklung einer optimierten Regelungsstruktur notwendig ist, sehr wichtig [13].

Die Transformation der Systemgrößen in ein ruhendes (0- α - β) Koordinatensystem (ein Spezialfall der Modaltransformation) bewirkt eine Diagonalisierung der Systemmatrix. Damit diese ruhenden Komponenten als Gleichgrößen einem nicht transformierten PI-Regler zur Verfügung stehen, werden sie mit dem Winkel $\omega_{(1)}t$ gedreht. Im folgendem soll die Modaltransformation für AC- und DC-setige Netzwerke näher beschrieben werden.

3.2 Modaltransformation

Unter Modaltransformation versteht man die Transformation der in der natürlichen Koordinaten aufgestellten Zustandsgleichungen eines dynamischen Systems in die Jordansche Normalform. Dadurch lassen sich tiefere Einsichten in das Systemverhalten gewinnen [8]. Dabei wird das betrachtete System in Komponenten, die völlig entkoppelt sind, zerlegt. So können z.B. Ströme und Spannungen eines WR's sowohl AC- als auch DC-seitig in einen Raum- und Nullvektor zerlegt werden. Diese Komponenten können dann jeweils getrennt behandelt werden.

In diesem Abschnitt wird die Modaltransformation für das AC- und das DC-seitige Netzwerk des WR's eingeführt.

3.2.1 Transformation der AC-seitigen Systemgrößen des Wechselrichters

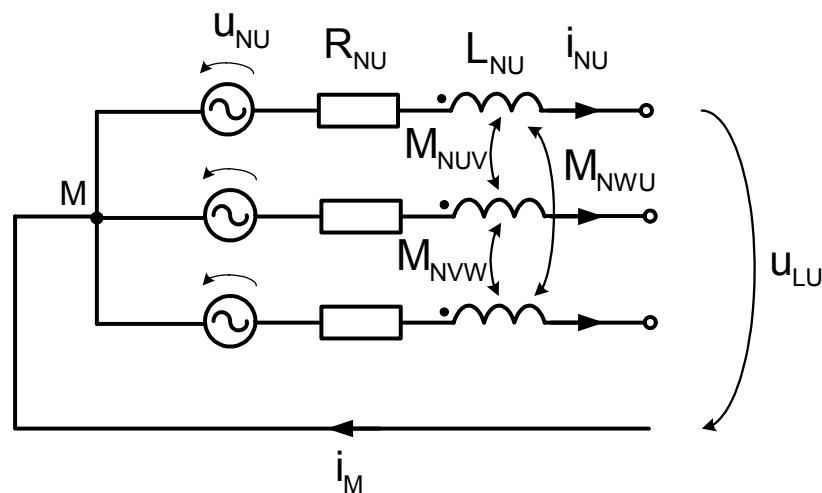


Abb. 3.1

Ersatzschaltbild eines AC-seitigen Netzwerkes

Die Maschengleichungen nach Abb. 3.1 können in der Form

$$u_{NU} = R_{NU} \cdot i_{NU} + L_{NU} \cdot \dot{i}_{NU} + M_{NUV} \cdot \dot{i}_{NV} + M_{Nwu} \cdot \dot{i}_{Nw} + u_{LU} \quad (3.7)$$

$$u_{NV} = R_{NV} \cdot i_{NV} + L_{NV} \cdot \dot{i}_{NV} + M_{NUV} \cdot \dot{i}_{NU} + M_{NVW} \cdot \dot{i}_{Nw} + u_{LV} \quad (3.8)$$

$$u_{Nw} = R_{Nw} \cdot i_{Nw} + L_{Nw} \cdot \dot{i}_{Nw} + M_{Nwu} \cdot \dot{i}_{NU} + M_{NVW} \cdot \dot{i}_{NV} + u_{LW} \quad (3.9)$$

geschrieben werden.

Die Knotengleichung lautet:

$$i_M = i_{NU} + i_{NV} + i_{NW} . \quad (3.10)$$

Die vektorielle Schreibweise der Gln. (3.7) bis (3.9) sieht folgendermaßen aus:

$$\mathbf{u}_N = [\mathbf{R}_N] \cdot \mathbf{i}_N + [\mathbf{L}_N] \cdot \dot{\mathbf{i}}_N + \mathbf{u}_L , \quad (3.11)$$

mit den Spaltenvektoren

$$\mathbf{u}_N = \begin{pmatrix} u_{NU} \\ u_{NV} \\ u_{NW} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{i}_N = \begin{pmatrix} i_{NU} \\ i_{NV} \\ i_{NW} \end{pmatrix}, \quad \dot{\mathbf{i}}_N = \begin{pmatrix} \dot{i}_{NU} \\ \dot{i}_{NV} \\ \dot{i}_{NW} \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

und

$$[\mathbf{R}_N] = \begin{pmatrix} R_{NU} & 0 & 0 \\ 0 & R_{NV} & 0 \\ 0 & 0 & R_{NW} \end{pmatrix}, \quad [\mathbf{L}_N] = \begin{pmatrix} L_{NU} & M_{NUV} & M_{NWU} \\ M_{NUV} & L_{NV} & M_{NVW} \\ M_{NWU} & M_{NVW} & L_{NW} \end{pmatrix}. \quad (3.13)$$

Die Widerstandsmatrix $[\mathbf{R}_N]$ nach Gl. (3.13) ist eine Diagonalmatrix. Sie wird deshalb nicht transformiert. Die Induktivitätsmatrix $[\mathbf{L}_N]$ hingegen weist Verkopplungen auf. Eine Diagonalisierung dieser Gleichung erscheint deshalb aus den oben genannten Gründen als zweckmäßig. Stellt man nun die Gl. (3.11) um, so entsteht folgende Beziehung:

$$[\mathbf{L}_N] \cdot \dot{\mathbf{i}}_N = -[\mathbf{R}_N] \cdot \mathbf{i}_N + \mathbf{u}_N - \mathbf{u}_L . \quad (3.14)$$

Überführt man diese Gl. in die allgemeine Form,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}] \cdot \mathbf{x} + [\mathbf{B}] \cdot \mathbf{u} \quad (3.15)$$

so erhält man folgendes System:

$$\dot{\mathbf{i}}_N = -[\mathbf{L}_N]^{-1} \cdot [\mathbf{R}_N] \cdot \mathbf{i}_N + [\mathbf{L}_N]^{-1} \cdot \Delta \mathbf{u} \quad (3.16)$$

$$\text{mit } [\mathbf{A}] = -[\mathbf{L}_N]^{-1} \cdot [\mathbf{R}_N], \quad [\mathbf{B}] = [\mathbf{L}_N]^{-1} \text{ und } \mathbf{u} = \Delta \mathbf{u} = \mathbf{u}_N - \mathbf{u}_L . \quad (3.17)$$

Bei im Sonderfall symmetrischen Betriebsmitteln gilt:

$$R_{NU} = R_{NV} = R_{NW} = R_N, \quad L_{NU} = L_{NV} = L_{NW} = L_N, \quad M_{NUV} = M_{NVW} = M_{NWU} = M_N \quad (3.18)$$

und somit

$$[\mathbf{R}_N] = R_N \cdot [\mathbf{E}], \quad [\mathbf{L}_N] = \begin{pmatrix} L_N & M_N & M_N \\ M_N & L_N & M_N \\ M_N & M_N & L_N \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$[L_N]$ ist eine digonal-zyklisch-symmetrische Matrix.

Zunächst wird die inverse Matrix $[L_N]^{-1}$ ermittelt, um die Systemmatrix $[A]$

$$[L_N]^{-1} = \frac{1}{\text{Det}[L_N]} \begin{pmatrix} A_{11} & A_{21} & A_{31} \\ A_{12} & A_{22} & A_{32} \\ A_{13} & A_{23} & A_{33} \end{pmatrix}, \quad (3.20)$$

zu bestimmen. wobei

$$\text{Det}[L_N] = L_N^3 + 2M_N^3 - 3L_N M_N^2 = L_N^3 + M_N^2(2M_N - 3L_N). \quad (3.21)$$

Setzt man die Gl. (3.21) in Gl. (3.20) ein und rechnet die Unterdeterminanten (A_{11} bis A_{33}) aus, so ergibt sich die Gl. (3.22)

$$[A] = -k \cdot \begin{pmatrix} A_{HD} & A_{ND} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{HD} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{ND} & A_{HD} \end{pmatrix}, \quad (3.22)$$

mit $k = \frac{R_N}{L_N^3 + M_N^2(2M_N - 3L_N)}$, $A_{HD} = L_N^2 - M_N^2$ und $A_{ND} = M_N(M_N - L_N)$.

Zunächst werden die Eigenwerte berechnet.

Die allgemeine Eigenwertgleichung lautet:

$$|\lambda \cdot [E] - [A]| = 0. \quad (3.23)$$

Das heißt:

$$\left| \begin{pmatrix} \lambda & 0 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 \\ 0 & 0 & \lambda \end{pmatrix} - (-k) \cdot \begin{pmatrix} A_{HD} & A_{ND} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{HD} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{ND} & A_{HD} \end{pmatrix} \right| = \left| \begin{pmatrix} \lambda + k \cdot A_{HD} & k \cdot A_{ND} & k \cdot A_{ND} \\ k \cdot A_{ND} & \lambda + k \cdot A_{HD} & k \cdot A_{ND} \\ k \cdot A_{ND} & k \cdot A_{ND} & \lambda + k \cdot A_{HD} \end{pmatrix} \right| = 0, \quad (3.24)$$

$$\text{und somit } (\lambda + k \cdot A_{HD})^3 - 3(k \cdot A_{ND})^2 \cdot (\lambda + k \cdot A_{HD}) + 2(k \cdot A_{ND})^3 = 0. \quad (3.25)$$

Die Lösungen (Nullstellen) der Gl. (3.25) lauten:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -R_N \cdot \frac{L_N^2 + M_N(L_N - 2M_N)}{L_N^3 + M_N^2(2M_N - 3L_N)}, \quad \lambda_3 = -R_N \cdot \frac{M_N(L_N - M_N)^2}{L_N^3 + M_N^2(2M_N - 3L_N)}. \quad (3.26)$$

Durch weitere Vereinfachungen entstehen folgende Beziehungen:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -k(A_{ND} - A_{HD}), \quad \lambda_3 = -k(A_{HD} + 2A_{ND}). \quad (3.27)$$

- **Transformation der Zustandsgleichung auf Diagonalform/Modaltransformation**

Man geht von der allgemeinen Form

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}] \cdot \mathbf{x} + [\mathbf{B}] \cdot \mathbf{u} \quad (3.28)$$

der Zustandsgleichung aus und führt die Transformation ein.

Nur bei einer zeitinvarianten Transformationsmatrix $[\mathbf{T}_{MT}]$ besitzen die folgenden Gln. ihre Gültigkeit :

$$\mathbf{x} = [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \mathbf{x}_{MT} \text{ bzw. } \mathbf{x}_{MT} = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot \mathbf{x} \quad (3.29)$$

bzw.

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \dot{\mathbf{x}}_{MT} \text{ bzw. } \dot{\mathbf{x}}_{MT} = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot \dot{\mathbf{x}}. \quad (3.30)$$

Aus Gl. (3.28) und (3.30) lässt sich folgende Gln. herleiten:

$$[\mathbf{T}_{MT}] \cdot \dot{\mathbf{x}}_{MT} = [\mathbf{A}] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \mathbf{x}_{MT} + [\mathbf{B}] \cdot \mathbf{u} \quad (3.31)$$

Nach $\dot{\mathbf{x}}_{MT}$ umgestellt ergibt sich:

$$\dot{\mathbf{x}}_{MT} = [\mathbf{A}_{MT}] \cdot \mathbf{x}_{MT} + [\mathbf{B}_{MT}] \cdot \mathbf{u} \quad (3.32)$$

$$\text{mit } [\mathbf{A}_{MT}] = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot [\mathbf{A}] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] \text{ und } [\mathbf{B}_{MT}] = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot [\mathbf{B}].$$

Die modaltransformierte Systemmatrix $[\mathbf{A}_{MT}]$ ist eine Diagonalmatrix, die durch die Eigenwerte des Systems gebildet wird [8].

Die Diagonalmatrix kann folgendermaßen angegeben werden:

$$[\mathbf{A}_{MT}] = \text{diag} [\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix} = [\mathbf{\Lambda}]. \quad (3.33)$$

- **Bestimmung der Transformationsmatrix**

Aus Gl. (3.32) und (3.33) folgt:

$$[\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot [\mathbf{A}] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] = [\mathbf{\Lambda}] \text{ bzw. } [\mathbf{A}] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] = [\mathbf{T}_{MT}] \cdot [\mathbf{\Lambda}]. \quad (3.34)$$

Diese Gl. muss auch für jede Spalte erfüllt sein:

$$[\mathbf{A}] \cdot \mathbf{t}_{MTi} = \mathbf{t}_{MTi} \cdot \lambda_i \text{ und } |\lambda_i \cdot [\mathbf{E}] - [\mathbf{A}]| \cdot \mathbf{t}_{MTi} = 0 \text{ mit } \mathbf{t}_{MTi} = \begin{pmatrix} t_{MT11} \\ t_{MT21} \\ t_{MT31} \end{pmatrix}. \quad (3.35)$$

- **Bestimmung der Eigenvektoren**

Für λ_3 gilt:

$$\left((-k \cdot (A_{HD} + 2A_{ND})) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} - (-k) \cdot \begin{pmatrix} A_{HD} & A_{ND} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{HD} & A_{ND} \\ A_{ND} & A_{ND} & A_{HD} \end{pmatrix} \right) \cdot \begin{pmatrix} t_{MT13} \\ t_{MT23} \\ t_{MT33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.36)$$

Durch Lösung des überbestimmten Gleichungssystems (Gl.(3.36)) erhält man:

$$t_{MT13} = t_{MT23} = t_{MT33}. \quad (3.37)$$

Für $\lambda_{1,2}$ erhält man unter Nutzung eines äquivalenten Rechenweges:

$$t_{MT12} + t_{MT22} + t_{MT32} = 0, \quad t_{MT11} + t_{MT21} + t_{MT31} = 0. \quad (3.38)$$

Die allgemeine Form der Transformationsmatrix lautet somit:

$$[T_{MT}] = [t_{MT1} \quad t_{MT2} \quad t_{MT3}] = \begin{pmatrix} t_{MT11} & t_{MT12} & t_{MT13} \\ t_{MT21} & t_{MT22} & t_{MT23} \\ -(t_{MT11} + t_{MT21}) & -(t_{MT12} + t_{MT22}) & t_{MT13} \end{pmatrix}. \quad (3.39)$$

Durch die Transformationsmatrix werden alle diagonal-zyklisch-symmetrischen [10] Matrizen diagonalisiert. Das heißt, man kann beliebig die Elemente der Eigenvektoren gemäß Gl. (3.37) und (3.38) wählen und es ergibt sich dabei eine Transformationsmatrix, die alle diagonal-zyklisch-symmetrische Matrizen (vgl. Gl. (3.19)) diagonalisiert.

Durch eine spezielle Form der oben durchgeführten Modaltransformation erhält man die aus der Literatur bekannten Diagonalkomponenten (0- α - β -Transformation). Die α - bzw. β -Komponenten der Systemgrößen lassen sich außerdem noch entsprechend Gl. (3.3) zu einer komplexen zeitvarianten Größe (Raumvektor) zusammenfassen.

Durch einfache Überlegungen lässt sich für das modaltransformierte Gesamtsystem das in Abb. 3.2 dargestellte Ersatzschaltbild entwickeln. Dabei wurden die Elemente der Transformationsmatrix $[T_{MT}]$ wie folgt gewählt:

$$t_{MT11} = 1, \quad t_{MT12} = 0, \quad t_{MT13} = 1, \quad t_{MT21} = -\frac{1}{2}, \quad t_{MT22} = \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

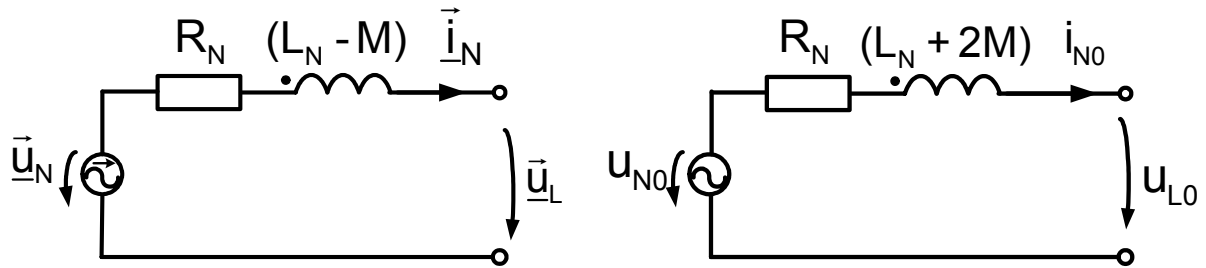


Abb. 3.2

a) Raumvektorerersatzschaltbild

b) Nullkomponentenerersatzschaltbild

Die Modaltransformation eines Impedanzquerschaltpoles (z.B. eine symmetrische dreiphasige Filterkapazität) wurde in [9] durchgeführt und muss deshalb an dieser Stelle nicht vertiefend untersucht werden.

Aufbauend auf der AC-seitigen Modaltransformation wird zunächst die gewonnene neue Erkenntnisse auf eine DC-seitige Baugruppe angewendet.

3.2.2 Transformation der DC-seitigen Systemgrößen des Wechselrichters

Die Abb. 3.3 kennzeichnet ein typisches Gleichstromnetzwerk mit geteilten Spannungsquellen und einem herausgeführten Mittelpunktanschluss.

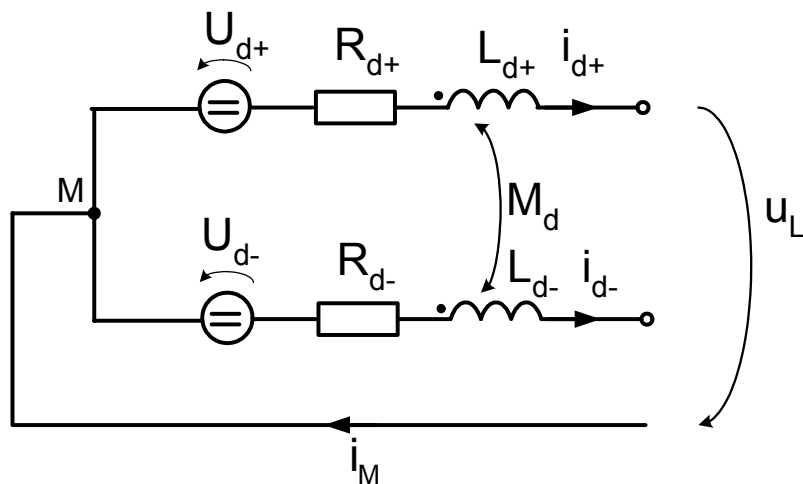


Abb. 3.3

Ersatzschaltbild des DC-seitigen Netzwerkes

Die Maschengleichungen für das Gleichstromnetzwerk gemäß Abb. 3.3 können wie folgt geschrieben werden:

$$U_{d+} = R_{d+} \cdot i_{d+} + L_{d+} \cdot \dot{i}_{d+} + M_d \cdot \dot{i}_{d-} + u_{L+} \quad (3.40)$$

$$U_{d-} = R_{d-} \cdot i_{d-} + L_{d-} \cdot \dot{i}_{d-} + M_d \cdot \dot{i}_{d+} + u_{L-} \quad (3.41)$$

Die Gln. (3.40) und (3.41) können wie folgt zusammengefasst werden:

$$\mathbf{U}_d = [\mathbf{R}_d] \cdot \mathbf{i}_d + [\mathbf{L}_d] \cdot \dot{\mathbf{i}}_d + \mathbf{u}_L, \quad (3.42)$$

mit

$$[\mathbf{L}_d] \cdot \dot{\mathbf{i}}_d = \begin{pmatrix} L_{d+} & M_d \\ M_d & L_{d-} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{i}_{d+} \\ \dot{i}_{d-} \end{pmatrix}. \quad (3.43)$$

Bei symmetrischem Betriebsmittel gilt die Beziehung:

$$L_{d+} = L_{d-} = L_d \quad \text{und} \quad [\mathbf{L}_d] = \begin{pmatrix} L_d & M_d \\ M_d & L_d \end{pmatrix}. \quad (3.44)$$

Führt man die Matrix der Modaltransformation

$$[\mathbf{T}_{MT}] \cdot \mathbf{U}_{dMT} = [\mathbf{R}_d] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \mathbf{i}_{dMT} + [\mathbf{L}_d] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \dot{\mathbf{i}}_d + [\mathbf{T}_{MT}] \cdot \mathbf{u}_{LMT} \quad (3.45)$$

ein, so folgt daraus:

$$\mathbf{U}_{dMT} = [\mathbf{R}_{dMT}] \cdot \mathbf{i}_{dMT} + [\mathbf{L}_{dMT}] \cdot \dot{\mathbf{i}}_d + \mathbf{u}_{LMT}, \quad (3.46)$$

$$\text{mit } [\mathbf{R}_{dMT}] = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot [\mathbf{R}_d] \cdot [\mathbf{T}_{MT}] \quad \text{und} \quad [\mathbf{L}_{dMT}] = [\mathbf{T}_{MT}]^{-1} \cdot [\mathbf{L}_d] \cdot [\mathbf{T}_{MT}].$$

- **Bestimmung der Eigenvektoren**

Für die Bestimmung der Eigenwerte für $[\mathbf{L}_d]$ gilt:

$$|\lambda \cdot [\mathbf{E}] - [\mathbf{A}]| = 0 = \left| \begin{pmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_d & M_d \\ M_d & L_d \end{pmatrix} \right| = \begin{vmatrix} \lambda - L_d & -M_d \\ -M_d & \lambda - L_d \end{vmatrix} = \lambda^2 - 2\lambda L_d + L_d^2 - M_d^2 = 0. \quad (3.47)$$

Löst man die quadratische Gl. (Gl. (3.47)), so erhält man

$$\lambda_1 = L_d + M_d, \quad \lambda_2 = L_d - M_d. \quad (3.48)$$

Die Diagonalmatrix lautet dann:

$$[\mathbf{\Lambda}] = \begin{pmatrix} L_d + M_d & 0 \\ 0 & L_d - M_d \end{pmatrix}. \quad (3.49)$$

Die Eigenvektoren werden wie folgt berechnet

Für λ_1 gilt:

$$\left((L_d + M_d) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} L_d & M_d \\ M_d & L_d \end{pmatrix} \right) \cdot \begin{pmatrix} t_{MT11} \\ t_{MT21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3.50)$$

Daraus folgt

$$t_{MT11} = t_{MT21} = t_{MT1}. \quad (3.51)$$

Und für λ_2 ergibt sich:

$$t_{MT12} = -t_{MT22}. \quad (3.52)$$

- **Bestimmung der Transformationsmatrix**

Die allgemeine Transformationsmatrix lässt sich folgendermaßen schreiben:

$$[T_{MT}] = \begin{pmatrix} t_{MT1} & t_{MT2} \\ t_{MT1} & -t_{MT2} \end{pmatrix}. \quad (3.53)$$

Ein übersichtliche Form der transformierten Systemgleichungen des DC-Kreises erhält man bei der Wahl $t_{MT1}=t_{MT2}=1$. Auch in diesem Fall lassen sich die transformierten Zustandsgleichungen des Impedanzsechspoles gemäß Abb. 3.3 in Form einer Ersatzschaltung übersichtlich darstellen. Die Topologie aus Abb. 3.4 zeigt das Resultat dieser Überlegungen.

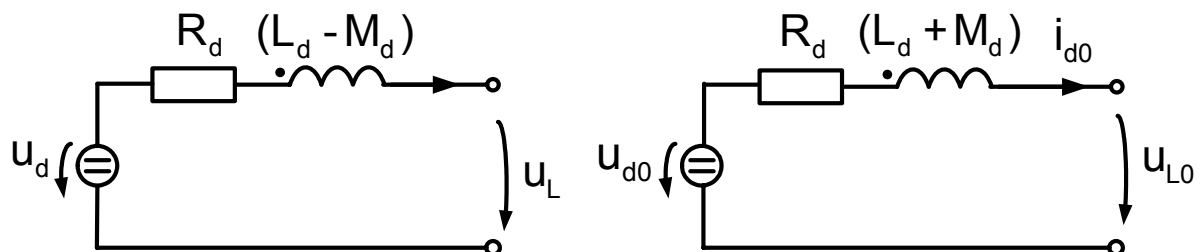


Abb. 3.4

a) Raumvektorersatzschaltbild

b) Nullkomponentenersatzschaltbild

3.2.3 Anwendung der Modaltransformation auf eine Wechselrichterschaltung

Damit ein einphasiges Raumvektor- und Nullkomponentenersatzschaltbild (RVESB und NKESB) für das AC- bzw. DC-seitige Netzwerk des WR's bzw. der Parallelschaltung von mehreren WRn entwickelt werden kann, wird nachfolgend der WR selbst als Mittelwertmodell in Modalkoordinaten betrachtet.

3.2.3.1 Ideales Schaltermodell des Wechselrichter-Phasenbausteins

Die Schaltungstopologie eines Phasenbausteins zeigt Abb. 3.5. Sie besteht neben der Induktivität L_A aus dem idealen Schalter, der das Potential des Punktes A gegenüber dem DC-Mittelpunkt M in Abhängigkeit der Schaltfunktion $s_A(t)$ festlegt.

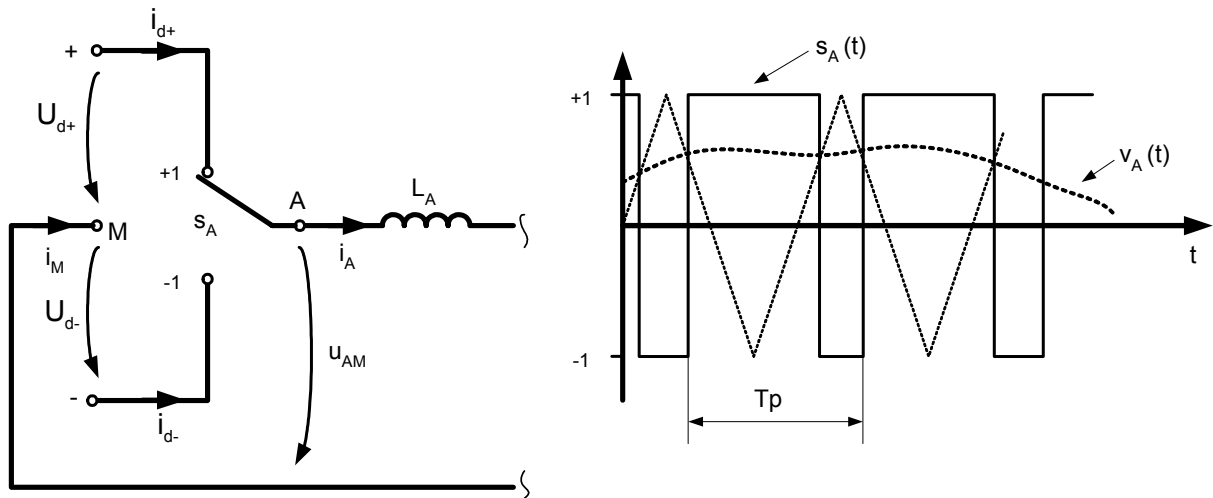


Abb. 3.5

Schaltermodell des Phasenbausteins

Ausgehend von der Darstellung in Abb. 3.5 kann für die Spannung u_{AM} Gl. (3.54) abgeleitet werden.

$$u_{AM} = \frac{1}{2} \left[(1+s_A) \cdot U_{d+} - (1-s_A) \cdot U_{d-} \right]. \quad (3.54)$$

Entsprechend Gl. (3.54) besteht die Ausgangsspannung der Halbbrückenschaltung aus zwei unterschiedlichen Komponenten, deren Wert von den Symmetrieeigenschaften des DC-Mittelpunktes bestimmt wird. Daher ist Gl. (3.54) auch folgendermaßen darstellbar:

$$u_{AM} = u_{AM+} - u_{AM-}. \quad (3.55)$$

Für den Sonderfall eines symmetrischen DC-Mittelpunktes ($U_{d+} = U_{d-} = U_d/2$) lässt sich Gl. (3.54) stark vereinfachen, so dass der bekannte Zusammenhang nach Gl. (3.56) entsteht.

$$u_{AM} = s_A \cdot \frac{U_d}{2}. \quad (3.56)$$

Anhand Abb. 3.5 kann außerdem noch eine Aussage über die Größe der Zwischenkreisströme i_{d+} und i_{d-} getroffen werden. Die sie beschreibenden mathematischen Zusammenhänge werden durch die folgenden Gln. angegeben:

$$i_{d+} = \frac{1}{2}(1+s_A) \cdot i_A, \quad (3.57)$$

$$i_{d-} = \frac{1}{2}(1-s_A) \cdot i_A. \quad (3.58)$$

Durch Summation der Gl. (3.57) und (3.58) lässt sich außerdem die Identität (3.59) ableiten.

$$i_A = i_{d+} + i_{d-}. \quad (3.59)$$

3.2.3.2 Mittelwertmodell des Wechselrichter-Phasenbausteins

Zur Vereinfachung der nachfolgenden Betrachtungen soll an dieser Stelle für die Topologie nach Abb. 3.5 ein Mittelwertmodell entwickelt werden, das für die niedrigen Frequenzanteile im Spektrum von $v_A(t)$ ($f_{vA} \ll f_p$, mit $f_p = 1/T_p$) Gültigkeit besitzt. Zu diesem Zweck wird zunächst der arithmetische Mittelwert der Schaltfunktion $s_A(t)$ nach Gl. (3.60) berechnet.

$$\overline{s_A} = \frac{1}{T_p} \cdot \int_t^{t+T_p} s_A(t) \cdot dt, \quad (3.60)$$

$$\overline{s_A} = v_A. \quad (3.61)$$

Da man unter der oben getroffenen Vereinbarung annehmen darf, dass sich das Signal $v_A(t)$ innerhalb einer Pulsperiode T_p nur geringfügig ändert, ist die Identität (3.61) für den Zeitraum von T_p näherungsweise erfüllt.

Zur Erstellung des gewünschten Modells ist es weiterhin notwendig, die kurzzeitigen Mittelwerte der Systemgrößen entsprechend den Gl. (3.54) bis (3.59) zu ermitteln. An dieser Stelle erfolgt die ausführliche Berechnung beispielhaft nur für i_{d+} . Der Mittelwert der verbleibenden Systemgrößen kann in Analogie zu dem hier vorgeschlagenen Rechenweg bestimmt werden. Die Anwendung der Bildungsvorschrift für den arithmetischen Mittelwert auf die Gl. (3.57) ergibt zunächst:

$$\overline{i_{d+}} = \frac{1}{T_p} \int_t^{t+T_p} \frac{1}{2}(1+s_A) \cdot i_A \cdot dt. \quad (3.62)$$

Führt man die Integration von Gl. (3.62) aus und beachtet dabei, dass auf Grund der oben getroffenen Vereinbarung der Strom i_A eine Konstante darstellt ($i_A \approx \bar{i}_A$), so erhält man als Lösung die Gl.(3.63).

$$\bar{i}_{d+} = \frac{1}{2}(1 + \bar{s}_A) \cdot \bar{i}_A = \frac{1}{2}(1 + v_A) \cdot \bar{i}_A. \quad (3.63)$$

Ein Vergleich zwischen dem Ergebnis (3.63) und der Gl. (3.57) zeigt, wie man für die übrigen Systemgrößen den kurzzeitigen Mittelwert auf einfachste Art und Weise ermitteln kann.

Nachdem für sämtliche Größen der Mittelwert bestimmt wurde, besteht die Notwendigkeit ein geeignetes Ersatzschaltbild zu ermitteln, welches die gefundenen mathematischen Gln. in übersichtlicher Form zusammenfasst. Hier bei kann z.B. die Gl. (3.63) als ideale Stromquelle angenommen werden,

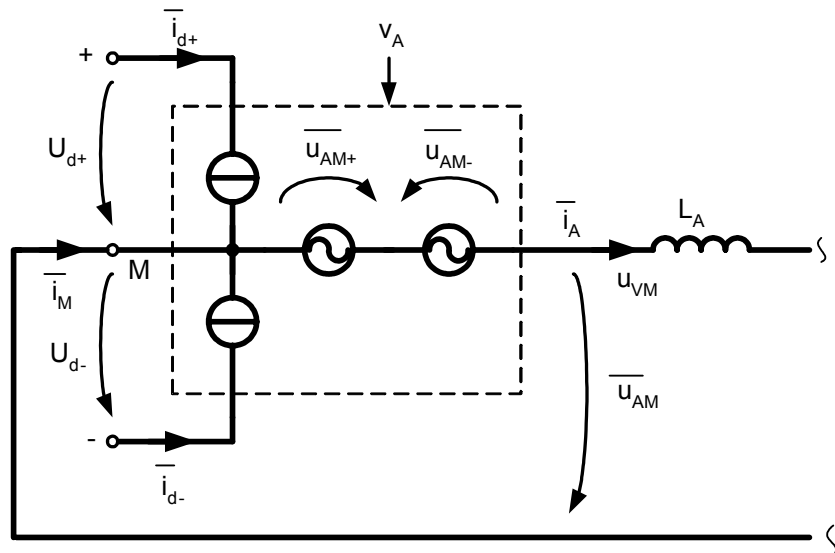


Abb. 3.6

Mittelwertmodell des Phasenbausteins

die durch den AC-seitigen Strom \bar{i}_A und das Signal v_A gesteuert wird. Deutet man die übrigen Systemgrößen ebenfalls als gesteuerte Spannungs- bzw. Stromquellen und setzt die Netzwerkelemente zu einer Ersatzschaltung zusammen, so entsteht das in Abb. 3.6 dargestellte Mittelwertmodell des Phasenbausteins.

In allen nachfolgenden Ausführungen werden die kurzzeitigen Mittelwerte der Systemgrößen für die Systemanalyse herangezogen, ohne dass diese, wie z.B. in Abb. 3.6 geschehen, explizit durch Überstreichen gekennzeichnet werden.

3.2.3.3 Ideales Schaltermodell der dreiphasigen Brücke

In Abb. 3.7 ist das Schaltermodell der dreiphasigen Brückenschaltung dargestellt. Ein Vergleich mit der Topologie nach Abb. 3.5 zeigt, dass man die Drehstrombrücke als eine Parallelschaltung von drei Phasenbausteinen auffassen kann.

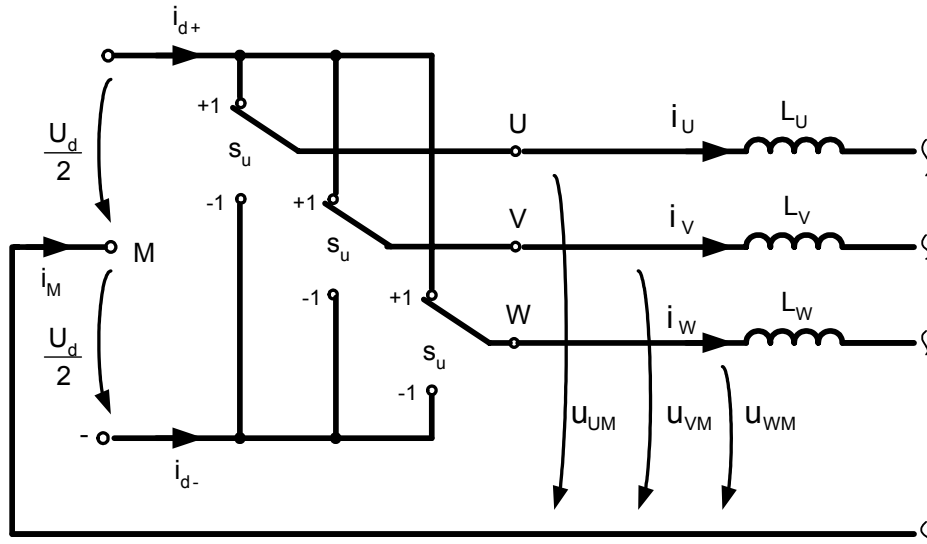


Abb. 3.7

Schaltermodell der dreiphasigen Brückenschaltung

Diese Tatsache macht die Entwicklung eines geeigneten Mittelwertmodells für die Schaltungstopologie besonders einfach, da man auf die unter 3.2.3.2 ermittelten Ergebnisse zurückgreifen kann.

3.2.3.4 Mittelwertmodell der dreiphasigen Brückenschaltung

Ersetzt man die Schaltermodelle der Phasenbausteine in der Topologie nach Abb. 3.7 durch ihre Mittelwertmodelle so erkennt man, dass der positive Zwischenkreisstrom durch drei parallelgeschaltete Stromquellen gespeist wird. Diese Quellen können zu einer Ersatzstromquelle zusammengefasst werden. Ihre Bestimmungsgleichung lautet:

$$i_{d+} = i_{dU+} + i_{dV+} + i_{dW+} = \sum_{\mu=U}^W \frac{(1+v_{\mu})}{2} \cdot i_{\mu} \quad \text{mit } \mu = U, V, W. \quad (3.64)$$

Durch eine analoge Rechnung lässt sich auch der negative Zwischenkreisstrom ermitteln. Formel (3.65) kennzeichnet die Steuergleichung der äquivalenten Stromquelle.

$$i_{d-} = \sum_{\mu=U}^W i_{d\mu-} = \sum_{\mu=U}^W \frac{(1-v_{\mu})}{2} \cdot i_{\mu} \quad \text{mit } \mu = U, V, W. \quad (3.65)$$

Für die Ausgangsspannungen lassen sich in Anlehnung an Gl. (3.56) folgende Beziehungen aufstellen:

$$u_{\mu M} = v_{\mu} \cdot \frac{U_d}{2} \quad \text{mit } \mu = U, V, W. \quad (3.66)$$

Die Gl (3.64) bis (3.66) können auch in diesem Fall als ein aus idealen gesteuerten Quellen bestehendes elektrisches Netzwerk interpretiert werden. Das entsprechende Ersatzschaltbild ist in Abb. 3.8 dargestellt.

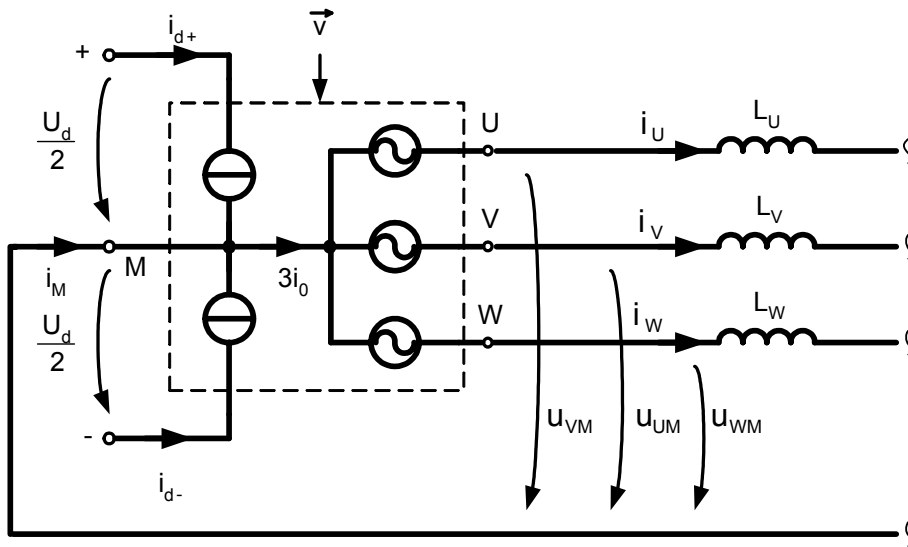


Abb. 3.8

Mittelwertmodell der dreiphasigen Brückenschaltung

Zur besseren Beschreibung der Systemeigenschaften der Schaltungstopologie nach Abb. 3.8 wurde zusätzlich gegenüber der Schaltung in Abb. 3.7 der Nullstrom eingeführt. Die Berechnung des Stromes erfolgt mit der in Kapitel 3.2.1 hergeleiteten Beziehung. Speziell für die 0- α - β -Transformation resultiert Gl. (3.67).

$$i_0 = \frac{1}{3} \cdot \sum_{\mu=U}^W i_{\mu} \quad \text{mit } \mu = U, V, W. \quad (3.67)$$

Damit ein RVESB und NKERSB für den in Abb. 3.8 als eine dreiphasige Brückenschaltung dargestellten WR entwickelt werden kann, wird zunächst für die AC- und DC-seitigen Systemgrößen die Modaltransformation durchgeführt.

- **Modaltransformation der Wechselrichterspannungen**

Durch geeignete Auswahl der Elemente der allgemeinen Transformationsmatrix Gl. (3.39) gemäß der Gl. (3.68)

$$[T_{MT}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.68)$$

und Bestimmung der Inversematrix $[T_{MT}]^{-1}$ nach Gl. (3.69)

$$[T_{MT}]^{-1} = 1/3 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

kann die nachfolgende Transformation geführt werden

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} = 1/3 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_U \\ v_V \\ v_W \end{pmatrix} \quad (3.70)$$

bzw.

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_U + v_V + v_W), \quad (3.71)$$

$$v_\alpha = \frac{1}{3}(2v_U - v_V - v_W), \quad (3.72)$$

$$v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_V - v_W). \quad (3.73)$$

Aus den Gl. (3.71) bis (3.73) ergibt sich :

$$v_U = v_0 + v_\alpha, \quad (3.74)$$

$$v_V = v_0 - \frac{1}{2}v_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta, \quad (3.75)$$

$$v_W = v_0 - \frac{1}{2}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta. \quad (3.76)$$

Die Gl. (3.64) und (3.65) können in der Form geschrieben werden:

$$i_{d+} = \frac{1}{2}(i_M + \tilde{i}_d) \text{ mit } i_M = 3i_0 \text{ und } \tilde{i}_d = v_U \cdot i_U + v_V \cdot i_V + v_W \cdot i_W, \quad (3.77)$$

$$i_{d-} = \frac{1}{2}(i_M - \tilde{i}_d). \quad (3.78)$$

Setzt man in die Gl. (3.77) und (3.78) folgende Beziehungen

$$v_U \cdot i_U = (v_0 + v_\alpha) \cdot (i_0 + i_\alpha), \quad (3.79)$$

$$v_V \cdot i_V = (v_0 - \frac{1}{2}v_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta) \cdot (i_0 \frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta), \quad (3.80)$$

$$v_W \cdot i_W = (v_0 - \frac{1}{2}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta) \cdot (i_0 \frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta), \quad (3.81)$$

ein und vereinfacht schließlich diese, so ergibt sich:

$$i_{d+} = \frac{1}{2}(3i_0 + \tilde{i}_d) = \frac{3}{2}(\frac{1}{2}\text{Re}\{\underline{\tilde{v}} \cdot \underline{\tilde{i}}^*\} + (1+v_0) \cdot i_0) = \bar{i}_{d+} + i_{d+0} = \bar{i}_d + i_{d+0}, \quad (3.82)$$

$$i_{d-} = \frac{1}{2}(3i_0 - \tilde{i}_d) = \frac{3}{2}(-\frac{1}{2}\text{Re}\{\underline{\tilde{v}} \cdot \underline{\tilde{i}}^*\} + (1-v_0) \cdot i_0) = \bar{i}_{d-} + i_{d-0} = -\bar{i}_d + i_{d-0}, \quad (3.83)$$

mit

$$\bar{i}_{d+} = -\bar{i}_{d-} = \bar{i}_d = \frac{3}{4}\text{Re}\{\underline{\tilde{v}} \cdot \underline{\tilde{i}}^*\}. \quad (3.84)$$

- **Transformation der Leiter-Erde-Spannungen**

$$u_{0M} = \frac{1}{3}(u_{UM} + u_{VM} + u_{WM}) = \frac{1}{3}(v_U + v_V + v_W) \cdot \frac{U_d}{2} = v_0 \cdot \frac{U_d}{2}, \quad (3.85)$$

$$u_{\alpha M} = \frac{1}{3}(2u_{UM} - u_{VM} - u_{WM}) = \frac{1}{3}(2v_U - v_V - v_W) \cdot \frac{U_d}{2} = v_\alpha \cdot \frac{U_d}{2}, \quad (3.86)$$

$$u_{\beta M} = \frac{\sqrt{3}}{2}(u_{VM} - u_{WM}) = \frac{\sqrt{3}}{2}(v_V - v_W) \cdot \frac{U_d}{2} = v_\beta \cdot \frac{U_d}{2}. \quad (3.87)$$

Abb. 3.9 zeigt eine äquivalente Ersatzschaltung für die Gln. (3.82) bis (3.87), wobei AC-seitig bereits modaltransformierte Systemgrößen eingeführt wurden.

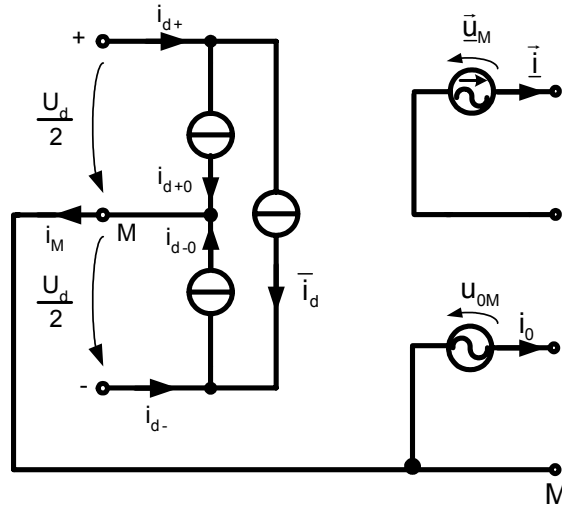


Abb. 3.9

Ersatzschaltbild des Wechselrichters mit AC-seitig modaltransformierten Größen

• **Betrachtung des DC-Kreises**

Addiert man die Gl. (3.82) und (3.83), so ergibt sich für die NK des DC-Stromes folgendes:

$$i_{d0} = i_{d+} + i_{d-} = 3i_0 \quad (3.88)$$

und für den DC-Strom:

$$i_{dc} = i_{d+} - i_{d-} = \tilde{i}_d = \frac{3}{2}(\text{Re}\{\underline{\tilde{v}} \cdot \underline{\tilde{i}}^*\} + v_0 \cdot i_0). \quad (3.89)$$

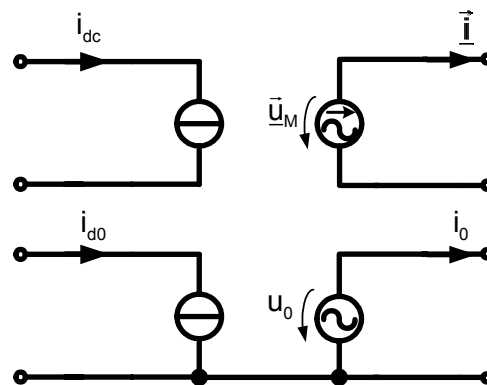


Abb. 3.10

Ersatzschaltbild des Wechselrichters mit AC- und DC-seitig modaltransformierten Größen

3.2.4 Anwendung der Erkenntnisse auf eine Topologie mit zwei AC- und DC-seitig parallelgeschalteten Wechselrichtern

Zur Verdeutlichung der oben hergeleiteten Zusammenhänge soll nachfolgend eine einfache – aus zwei WRn bestehende - Parallelkonfiguration gemäß Abb. 3.11 betrachtet werden. Entsprechend der Darstellung sind die beiden WR AC-seitig mit je einem LC-Filter ($L_{F1/2}, C_{F1/2}$) versehen und über die beiden Kabel ($L_{K1/2}$) miteinander verbunden. Der Einfachheit halber sollen die AC-seitig implementierten induktiven Bauelemente keine Gegeninduktivitäten besitzen. Dies lässt sich durch Verwendung von drei separaten Drosseln bzw. durch den Einsatz von Drosseln mit fünfschenkli- gen Kernen in guter Näherung erfüllen. Im Gegensatz dazu verfügt die zur DC-seitigen Kopplung der beiden WR verwendete (stromkompensierte) Drossel neben ihrer Hauptinduktivität L_d auch über eine Gegeninduktivität M .

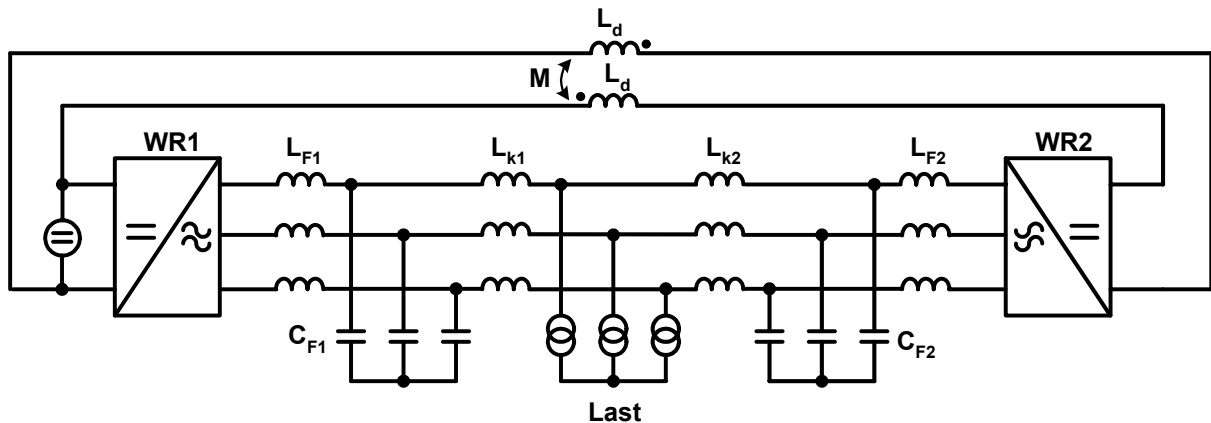


Abb. 3.11

Topologie mit zwei parallelgeschalteten Wechselrichtern

Unter Nutzung der in Abb. 3.2, Abb. 3.4 und Abb. 3.10 dargestellten Ersatzschaltbilder lassen sich für die AC- und DC-seitigen Systemgrößen der Topologie zweier parallelgeschalteter WR gemäß Abb. 3.11 jeweils ein RVESB gemäß Abb. 3.12 und ein NKESB gemäß Abb. 3.13 entwickeln.

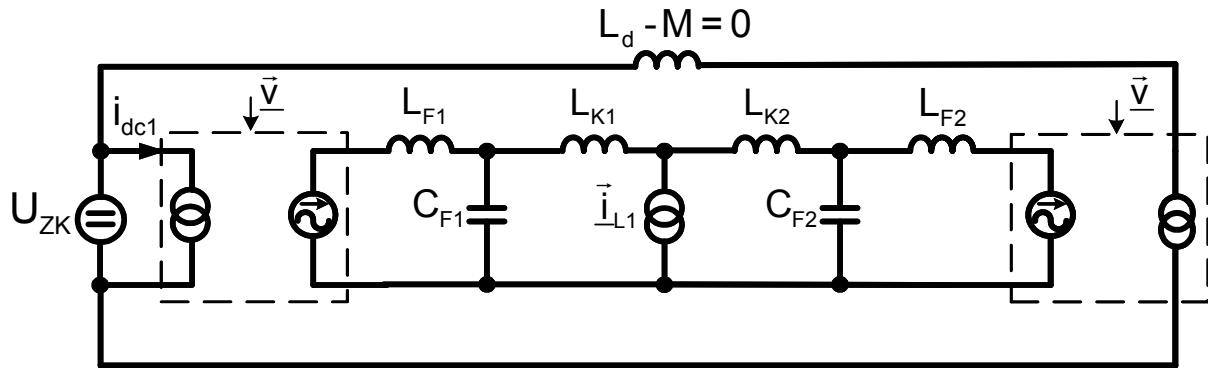


Abb. 3.12

Raumvektorsatzschaltbild der Topologie mit 2 parallelgeschalteten Wechselrichtern

Wie zu erwarten, resultiert aus der diagonalisierten Systemmatrix des transformierten Systems eine vollständige Entkopplung der oben genannten Ersatzschaltbilder. Dieses Erkenntnis kann nutzbringend bei der Reglerdimensionierung angewendet werden. Die Dimensionierung der Regelungsstrukturen für den RV und die NK der Wechselrichterspannung kann unabhängig voneinander erfolgen.

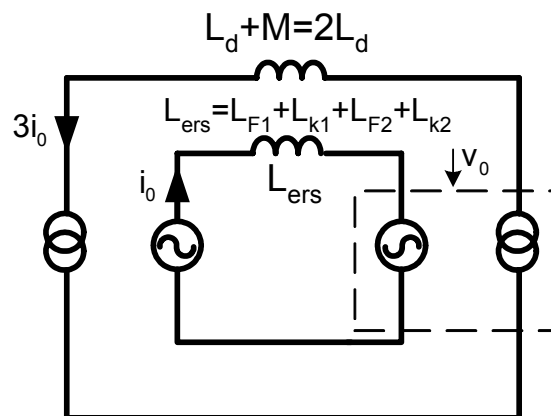


Abb. 3.13

Nullkomponentenersatzschaltbild der Topologie mit 2 parallelgeschalteten Wechselrichtern

Abschließend sollen noch einige Überlegungen bezüglich des NKESB's gemäß Abb. 3.13 angestellt werden. Durch die AC-seitige Verwendung der oben genannten Drosseltypen wird die volle Impedanz dieser Drosseln auch im NKESB wirksam.

Der Einsatz einer stromkompensierten Drossel im DC-Kreis bewirkt ebenfalls eine wesentliche Erhöhung der Nullimpedanz der oben dargestellten Topologie. Eine Impedanzerhöhung ist in diesem Zusammenhang als positiv zu bewerten eingedenk der Tatsache, dass eine eventuell wirksam werdende Nullspannungsdifferenz nur nach Maßgabe dieser Impedanz einen Kreisstrom treiben kann.

4. Betrachtungen zur Parallelschaltung von Spannungswechselrichtern auf der Basis komplexer Raumvektoren

4.1 Der Spannungswechselrichter als ideale Spannungsquelle

Für eine einfache (systematische) und anschauliche Untersuchung des Verhaltens der Parallelschaltung von SWRn wird zunächst der WR als ideale Spannungsquelle betrachtet. Die nachfolgende Betrachtung basiert auf einem vereinfachten einphasigen RVESB zweier idealer Spannungsquellen, die über einen ohmschen Widerstand und eine Induktivität parallel geschaltet sind. Die Parallelschaltung der Spannungsquellen wird der Vereinfachung wegen ohne Belastung betrachtet. Ziel dieser Überlegung zur Parallelschaltung ist zu untersuchen, wie sich zwei synchronisierte Spannungsquellen nach der Parallelschaltung (Abb. 4.1) verhalten auch wenn beispielsweise die Spannungsquellen gewisse Unterschiede aufweisen.

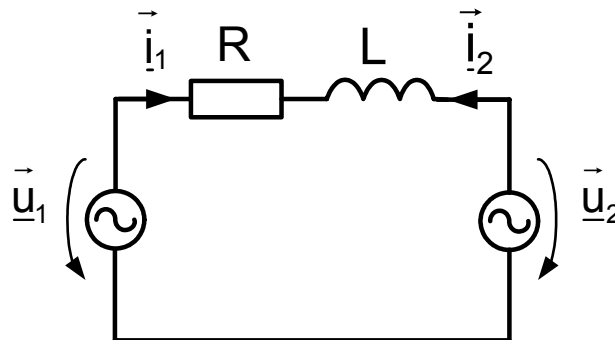


Abb. 4.1

Ersatzschaltbild zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen

Die Spannungsquellen werden sowohl AC- als auch DC-seitig verbunden. Es soll kein Datenaustausch zwischen diesen Spannungsquellen zur Steuerung derselben stattfinden. Jede Spannungsquelle ist durch einen Betrag und einen Phasenwinkel definiert. Diese beiden Größen werden vorgegeben und sind jeweils von den entsprechenden Größen der anderen Spannungsquelle unabhängig. Für die Simulation der Schaltung werden zunächst die Differenzialgleichungen der Zustandsgrößen aufgestellt.

Die Maschengleichung für die Spannungen lautet:

$$\vec{u}_1 = R \cdot \vec{i}_1 + L \cdot \dot{\vec{i}}_1 + \vec{u}_2. \quad (4.1)$$

Die lineare Differenzialgleichung erster Ordnung lautet nach der Umstellung folglich:

$$\dot{\vec{i}}_1 + \frac{R}{L} \cdot \vec{i}_1 = \frac{1}{L} (\vec{u}_1 - \vec{u}_2). \quad (4.2)$$

In MATLAB/Simulink wurde die Gl. (4.1) als Modell gemäß Abb. 4.2 realisiert und simulativ untersucht.

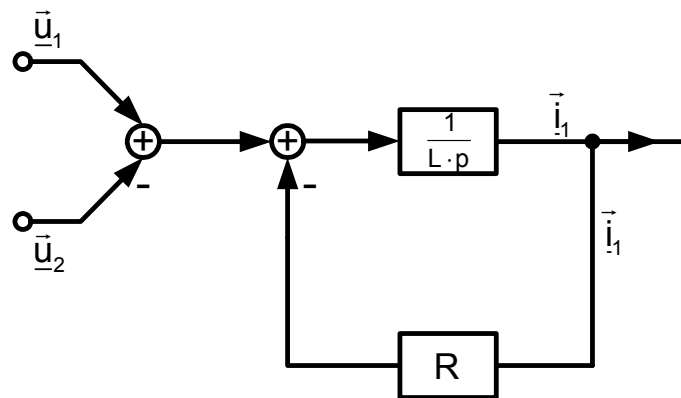


Abb. 4.2

Blockschaltbild zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen

Dabei wurden die Spannung, Frequenz und die Phasenlage der beiden Spannungsquellen als Eingangsgrößen vorgegeben. Zum Zeitpunkt $t=0$ werden die Spannungsquellen zusammengeschaltet. Dabei wird der Ausgleichstrom \vec{i}_1 beobachtet. Dieser Strom kann nur dann fließen, wenn die Spannungsquellen versetzte Phasenlagen, unterschiedliche Spannungsamplituden und/oder Frequenzen besitzen. Abb. 4.3 zeigt den Verlauf des Ausgleichstroms zwischen den beiden Spannungsquellen, wenn sich die Frequenzen bei gleichen Spannungsamplituden (von jeweils 230 V) nur um 1% unterscheiden. Dies kann auch als eine zeitlich lineare Verschiebung der Phasenlage interpretiert werden. Die beiden Spannungszeiger laufen demzufolge mit $\Delta f = 1\% \cdot 50 \text{ Hz} = 0.5 \text{ Hz}$ auseinander.

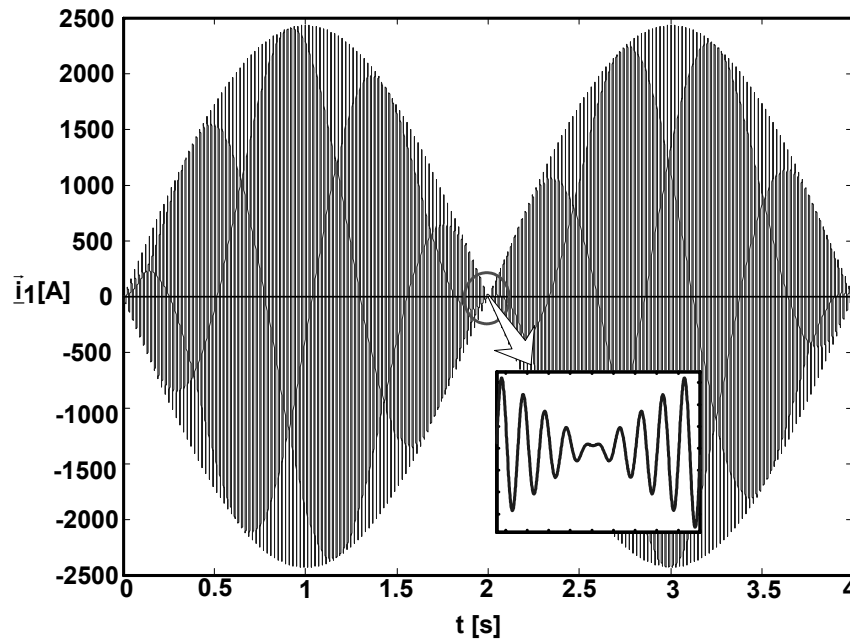


Abb. 4.3

Zeitlicher Verlauf des Ausgleichstromes infolge 1% Frequenzunterschied der Spannungsquellen

Auch bei gleicher Frequenz aber unterschiedlichen Spannungsamplituden fließt gemäß der Abb. 4.4 ein Ausgleichstrom, dessen Amplitude im stationären Zustand durch die Beziehung

$$|\vec{i}_1| = \frac{\Delta|\vec{u}|}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \quad (4.3)$$

beschreiben lässt. $\Delta|\vec{u}|$ steht für den Amplitudenunterschied der Spannungsquellen.

Für diesen Arbeitspunkt wurden $R=0.2\Omega$ und $L=600\mu\text{ H}$ gewählt.

Das zuvor angedeutet Auftreten von Ausgleichströmen ist unerwünscht. Sie beeinträchtigen Systemstabilität und verursachen zusätzliche Verluste. Bei Parallelschaltung zweier Spannungsquellen bzw. WR ohne jegliche Frequenz- und Spannungsregelung müssen diese exakt die gleiche Frequenz, die gleiche Phasenlage und die gleiche Amplitude haben, um derartige Ausgleichströme zu verhindern. Diese Voraussetzungen sind in der Praxis nicht bzw. schwer realisierbar.

Eine Lösung dieses Problems kann bekannterweise durch Regelung der Spannung und der Frequenz erzielt werden. Doch diese Regelung setzt einen Datenaustausch zwischen den Spannungsquellen voraus.

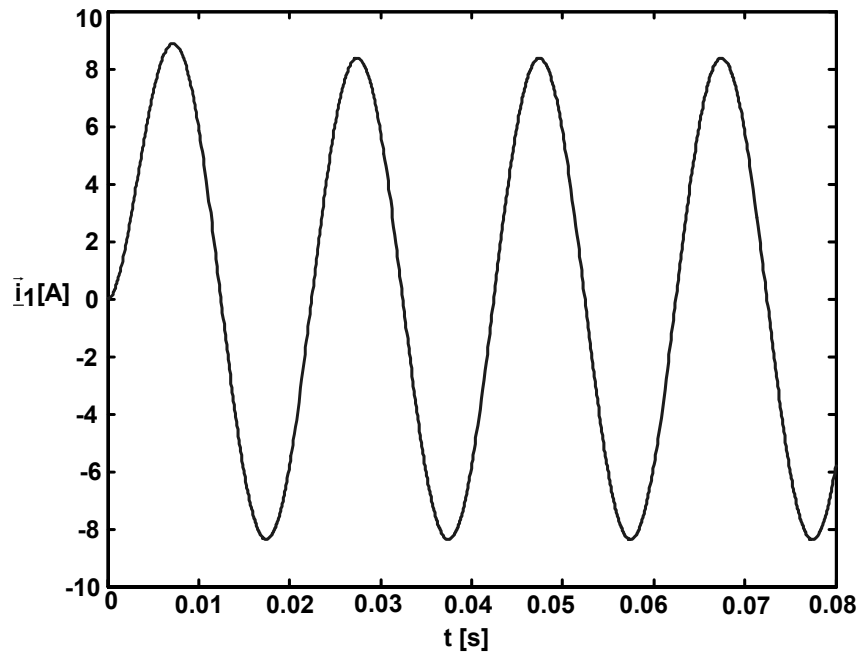


Abb. 4.4

Zeitlicher Verlauf des Ausgleichstromes infolge 1% Amplitudenunterschied der Spannungsquellen

Nachfolgend wird vorausgesetzt, dass zwischen den parallelgeschalteten Spannungsquellen kein Datenaustausch stattfindet. Es muss demzufolge ein Verfahren gefunden werden, welches die Spannung und Frequenz so beeinflusst, dass die oben genannten Forderungen erfüllt werden können. Außerdem ist eine annähernd gleichmäßige Lastaufteilung zwischen den parallelgeschalteten Einheiten zu fordern. Eine Methode mit diesen Eigenschaften ist in der Elektrischen Energietechnik als Verfahren der fallenden statische Belastungskennlinien bekannt. Es wird zur Stabilisierung von Inselnetzen angewendet, die z.B. von 2 parallelgeschalteten Generatoren gespeist werden, um die Frequenzabweichung in Abhängigkeit von der Wirkleistung auszugleichen und die Amplitudenabweichung in Abhängigkeit von der Blindleistung zu regeln. Da sich die parallelgeschalteten SWR im Inselnetzbetrieb ähnlich wie die Generatoren verhalten sollen, wird nachfolgend dieses Verfahren auf das obige Beispiel angewendet.

4.1.1 Verfahren der fallenden statischen Belastungskennlinien

Dieses Verfahren dient zur Regelung der Spannung und Frequenz der parallelgeschalteten Raumvektorspannungsquellen (WR) und zugleich zur gleichmäßigen Stromaufteilung am Lastanschlusspunkt der Parallelschaltung.

Es wird angewendet, wenn kein Datenaustausch zwischen den parallelgeschalteten WR stattfinden soll. Da aber jeder WR seine Spannungsamplitude und -frequenz eigenständig, d.h. unabhängig regelt, müssen die WR dennoch einen gemeinsamen Arbeitspunkt finden. Durch geeignetes Tolerieren begrenzter Änderungen der Netzspannungsamplitude und -frequenz jedes an der Parallelschaltung beteiligten WR's kann sich eine Energieflussbalance einstellen. Dabei stellt sich ein gemeinsamer Arbeitspunkt ein, in dem sich Abweichungen in den Spannungsamplituden und Frequenzen zwischen den einzelnen WRn durch ihre jeweilige Kennlinie ausgleichen.

Für die bislang in der Elektrischen Energietechnik bekannte und zum Teil veröffentlichte Realisierung dieser Kennlinien werden Wirk- und Blindleistung als Eingangsgrößen für die Spannungs- und Frequenzregelung d.h. zur Bildung der Kennlinien verwendet [11]. In der vorliegenden Dissertationsschrift wird auf die aufwendige Berechnung der Leistung verzichtet. Stattdessen werden die ohnehin unerlässlich für die individuelle Regelung notwendigen Wechselrichterströme gemessen und für die Realisierung des Kennlinienverfahrens genutzt.

Systemtheoretisch und energietechnisch bedingt können nur die Frequenzen nicht aber die Spannungsbeträge der einzelnen WR vollständig angeglichen werden. Das wird im Abschnitt 4.1.2 nachgewiesen. Da in der Regel eine gute Aufteilung des Wirkstromes bzw. der Wirkleistung angestrebt wird, stellt man den Wirkstrom bzw. die Wirkleistung in Beziehung zur Frequenz. In besonderen Fällen, wo die Blindleistung gleichmäßig aufgeteilt werden muss (z.B. bei $\cos \varphi \ll 1$ bzw. bei einer rein induktiven Blindlast), kann diese in linearer Relation zur Frequenz geregelt werden. Nachfolgend wird die erste Variante vorgestellt.

4.1.1.1 Statische Spannungs-Blindstrom-Kennlinie

Die Spannungsbetragskennlinie in der Abb. 4.5 dient zur Zentrierung des Blindstromanteils (i_q) durch Zulassen kleiner Änderung der Spannungsamplitude (z.B. $\Delta U_N = \pm 5\%$ der Nennspannung bei Nennstrom). Wobei an dieser Stelle unter dem Blindstrom eines WR's die imaginäre Komponente des ruhenden RV's des Wechselrichterstromes (vgl. auch Gl. (3.5)) zu verstehen ist. Der zu dieser Transformation notwendige Spannungswinkel wird unter Nutzung der Wechselrichterausgangsspannung bestimmt. Eine steilere Kennlinie korreliert mit einer größeren Spannungsabsenkung, zunehmender Systeminstabilität aber mit besserer Blindstromaufteilung. Bei einer flachen Kennlinie ist es umgekehrt. Gl. (4.4) beschreibt die lineare Abhängigkeit der Spannungsamplitude vom Blindstrom.

$$|\vec{u}| = U_N - k_u \cdot i_q. \quad (4.4)$$

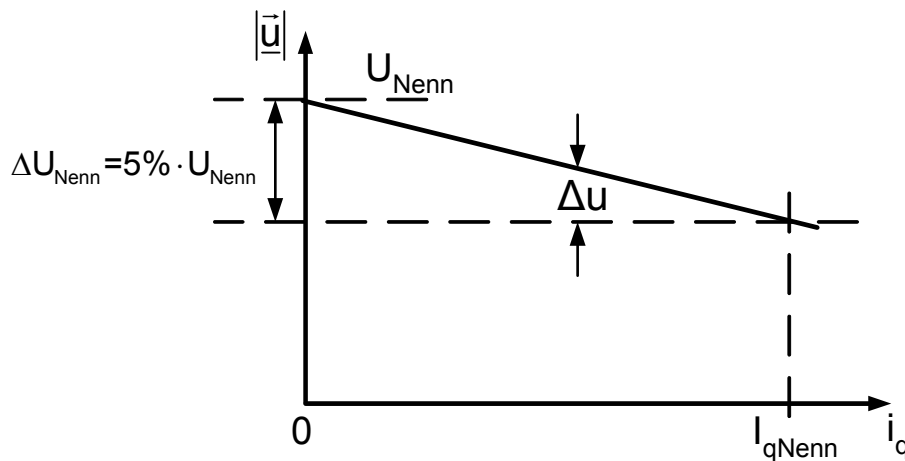


Abb. 4.5

U- i_q Betragskennlinie

4.1.1.2 Statische Frequenz-Wirkstrom-Kennlinien

Die Frequenz in Abhängigkeit des Wirkstromes (Realteil des ruhenden RV's des Wechselrichterausgangsstromes) wird durch die Gl. (4.5) beschrieben.

$$\omega = \omega_0 - k_\omega \cdot i_d. \quad (4.5)$$

In Abb. 4.6 ist diese Beziehung dargestellt.

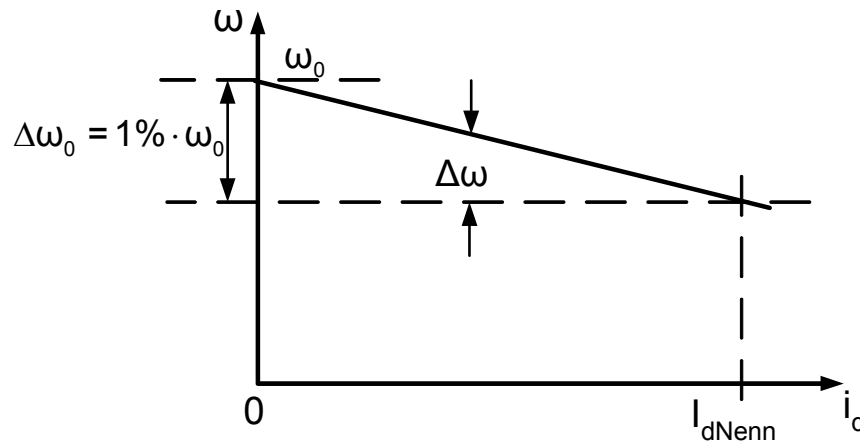


Abb. 4.6

ω - I_d Frequenzkennlinie

4.1.2 Mathematische Herleitung der Differenzialgleichungen zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen

Um eine zuverlässige und stabile Arbeitsweise der Parallelschaltung von Spannungsquellen (Abb. 4.1) zu erzielen und zugleich eine gleichmäßige Lastaufteilung zu erreichen, müssen die für den definierten Arbeitspunkt gültigen Kennlinienparameter berechnet und eingesetzt werden. Zur Berechnung dieser Kennlinienparameter für einen bestimmten Arbeitspunkt müssen zuerst die nichtlinearen Differentialgleichungen des Systems für eine Stabilitätsanalyse aufgestellt werden. Die Berechnung der Arbeitspunkte und anschließend die Linearisierung der nichtlinearen Differentialgleichungen um diese Arbeitspunkte müssen ebenfalls durchgeführt werden. Die Systemstabilität kann dann als eine Funktion der einzustellenden Kennlinienparameter dargestellt werden. Diese Vorgehensweise wird im Weiteren betrachtet.

Die Spannungen und die Frequenzen der beiden Spannungsquellen werden zunächst als lineare Kennlinien, die von Wechselrichterströmen \bar{I}_1 und \bar{I}_2 (Abb. 4.1) statt von der Leistung abhängen, dargelegt.

Ziel sei im Weiteren die Aufstellung der Zustandsdifferenzialgleichungen des reduzierten Gesamtsystems. Zur Vereinfachung wird der Lasteinfluss nicht betrachtet. Anschließend werden diese Gln. in MATLAB/Simulink simuliert.

Die Maschengleichung der Spannungen gemäß Abb. 4.1 ist:

$$\underline{\bar{u}}_1 = R \cdot \underline{\bar{i}}_1 + L \cdot \dot{\underline{\bar{i}}}_1 + \underline{\bar{u}}_2. \quad (4.6)$$

Um ein Bezugskoordinatensystem zu erhalten, werden die Systemgrößen um den jeweiligen Winkel der Wechselrichterausgangsspannung $(-j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}, -j\varphi_{\underline{\bar{u}}_2})$ gedreht.

Somit erhält man für die transformierten Ströme folgende Beziehungen:

$$\underline{\bar{i}}'_1 = \underline{\bar{i}}_1 \cdot \exp(-j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}), \quad (4.7)$$

$$\underline{\bar{i}}'_2 = \underline{\bar{i}}_2 \cdot \exp(-j\varphi_{\underline{\bar{u}}_2}), \quad (4.8)$$

wobei $\underline{\bar{i}}'_1$ und $\underline{\bar{i}}'_2$ die um den jeweiligen Winkel gedrehten Wechselrichterströme sind.

Der Real- bzw. der Imaginärteil der ruhenden Stromvektoren ist demzufolge eine Gleichgröße. Die Beziehungen (4.7) und (4.8) können so geschrieben werden:

$$\underline{\bar{i}}'_1 = i_{1d} + j i_{1q}, \quad (4.9)$$

$$\underline{\bar{i}}'_2 = i_{2d} + j i_{2q}, \quad (4.10)$$

wobei die Komponenten i_{1d}, i_{2d} und i_{1q}, i_{2q} nachfolgend als Wirk- und Blindanteile der Ströme $\underline{\bar{i}}_1$ und $\underline{\bar{i}}_2$ bezeichnet werden.

Aus (4.7) bis (4.10) folgt:

$$\underline{\bar{i}}_1 = \underline{\bar{i}}'_1 \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}) = (i_{1d} + j i_{1q}) \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}), \quad (4.11)$$

$$\underline{\bar{i}}_2 = \underline{\bar{i}}'_2 \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_2}) = (i_{2d} + j i_{2q}) \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_2}) \quad (4.12)$$

und

$$\dot{\underline{\bar{i}}}_1 = \underline{\bar{i}}'_1 \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}) \cdot j\dot{\varphi}_{\underline{\bar{u}}_1} + \dot{\underline{\bar{i}}}'_1 \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}) \quad (4.13)$$

$$\text{bzw.} \quad \dot{\underline{\bar{i}}}_1 = (\dot{\underline{\bar{i}}}'_1 + \underline{\bar{i}}'_1 \cdot j\dot{\varphi}_{\underline{\bar{u}}_1}) \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}). \quad (4.14)$$

Entsprechend Abb. 4.1 gilt ebenso:

$$\underline{\bar{i}}_2 = -\underline{\bar{i}}_1. \quad (4.15)$$

Gemäß (4.15) lässt sich aus (4.7) und (4.8) folgende Beziehung aufstellen:

$$\underline{\bar{i}}'_2 \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_2}) = -\underline{\bar{i}}'_1 \cdot \exp(j\varphi_{\underline{\bar{u}}_1}) \quad (4.16)$$

bzw.

$$\underline{\bar{i}}'_2 = -\underline{\bar{i}}'_1 \cdot \exp(j(\varphi_{\underline{\bar{u}}_1} - \varphi_{\underline{\bar{u}}_2})) \quad (4.17)$$

mit

$$\Delta\varphi = \varphi_{\underline{u}_1} - \varphi_{\underline{u}_2} . \quad (4.18)$$

Setzt man die Gl. (4.9) und (4.10) in die Gl. (4.16) ein, so ergibt sich nachstehende Identität:

$$i_{2d} + j i_{2q} = -(i_{1d} + j i_{1q}) \cdot \exp(j\Delta\varphi) = (-i_{1d} \cdot \cos\Delta\varphi + i_{1q} \cdot \sin\Delta\varphi) + j(-i_{1d} \cdot \sin\Delta\varphi - i_{1q} \cdot \cos\Delta\varphi) . \quad (4.19)$$

Aus (4.19) folgt:

$$i_{2d} = -i_{1d} \cdot \cos\Delta\varphi + i_{1q} \cdot \sin\Delta\varphi \quad (4.20)$$

und

$$i_{2q} = -i_{1d} \cdot \sin\Delta\varphi - i_{1q} \cdot \cos\Delta\varphi . \quad (4.21)$$

Bildet man die erste Ableitung der Gl. (4.18) nach der Zeit, so entsteht :

$$\dot{\Delta\varphi} = \dot{\varphi}_{\underline{u}_1} - \dot{\varphi}_{\underline{u}_2} = \omega_1 - \omega_2 . \quad (4.22)$$

An dieser Stelle soll das Kennlinienverfahren, das Verfahren mit der Betragskennlinie, eingeführt werden:

$$|\underline{\bar{u}}_1| = U_{\text{Nenn}} + k_u \cdot i_{1q} , \quad (4.23)$$

wobei U_{Nenn} der Spannungssollwert für die beiden Spannungsquellen ist. k_u gibt die Steilheit der Betragskennlinie der beiden Spannungsquellen an.

Für die Frequenzkennlinie gilt folgende Gleichung:

$$\omega_1 = \omega_0 - k_\omega \cdot i_{1d} , \quad (4.24)$$

wobei ω_0 die Sollfrequenz ist, die den beiden Spannungsquellen vorgegeben wird.

k_ω stellt die Steigung der Frequenzkennlinie für beide Spannungsquellen dar.

Analog zu den Gln. (4.23) und (4.24) gilt für die zweite Spannungsquelle:

$$|\underline{\bar{u}}_2| = U_{\text{Nenn}} + k_u \cdot i_{2q} \quad (4.25)$$

und

$$\omega_2 = \omega_0 - k_\omega \cdot i_{2d} . \quad (4.26)$$

Subtrahiert man Gl. (4.26) von Gl. (4.24), so bekommt man die Beziehung:

$$\omega_1 - \omega_2 = \dot{\Delta\varphi} = \Delta\omega = -k_\omega (i_{1d} - i_{2d}) . \quad (4.27)$$

Setzt man die Gl. (4.11) und (4.12) in die Gl. (4.6) ein, so ergibt sich

$$|\underline{\bar{u}}_1| \cdot \exp(j\varphi_{\underline{u}_1}) = R \cdot \vec{i}'_{-1} \cdot \exp(j\varphi_{\underline{u}_1}) + L(\dot{\vec{i}}'_1 + \vec{i}'_1 \cdot j\dot{\varphi}_{\underline{u}_1}) \cdot \exp(j\varphi_{\underline{u}_1}) + |\underline{\bar{u}}_2| \cdot \exp(j\varphi_{\underline{u}_2}) . \quad (4.28)$$

Dividiert man beide Seiten der Gl. (4.28) durch $\exp(-j\varphi_{\underline{u}_1})$ und setzt Gl. (4.18) ein, so entsteht:

$$|\underline{\bar{u}}_1| = R \cdot \dot{\bar{i}}_{1d} + L(\dot{\bar{i}}_{1d} + \bar{i}_{1d} \cdot \dot{\varphi}_{u_1}) + |\underline{\bar{u}}_2| \cdot \exp(-j\Delta\varphi). \quad (4.29)$$

Setzt man Gl. (4.9) in (4.29) ein, so erhält man:

$$|\underline{\bar{u}}_1| = R(i_{1d} + j\dot{i}_{1q}) + L\left((\dot{i}_{1d} + j\dot{i}_{1q}) + j(i_{1d} + j\dot{i}_{1q}) \cdot \dot{\varphi}_{u_1}\right) + |\underline{\bar{u}}_2|(\cos\Delta\varphi - j\sin\Delta\varphi). \quad (4.30)$$

Trennt man die Gl. (4.30) in Real- und Imaginärteil, so gilt:

$$|\underline{\bar{u}}_1| = R \cdot i_{1d} + L \cdot \dot{i}_{1d} - L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q} + |\underline{\bar{u}}_2| \cdot \cos\Delta\varphi \quad (4.31)$$

und

$$0 = R \cdot i_{1q} + L \cdot \dot{i}_{1q} + L \cdot \omega_1 \cdot i_{1d} - |\underline{\bar{u}}_2| \cdot \sin\Delta\varphi. \quad (4.32)$$

Aus den Gln. (4.31) und (4.32) ergeben sich die Zustandsgleichungen

$$\dot{i}_{1d} = \frac{1}{L}(|\underline{\bar{u}}_1| - R \cdot i_{1d} + L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q} - |\underline{\bar{u}}_2| \cdot \cos\Delta\varphi), \quad (4.33)$$

$$\dot{i}_{1q} = \frac{1}{L}(|\underline{\bar{u}}_2| \cdot \sin\Delta\varphi - R \cdot i_{1q} - L \cdot \omega_1 \cdot i_{1d}). \quad (4.34)$$

Aus Gl. (4.20) und (4.27) kann die dritte Zustandsgleichung

$$\dot{\Delta\varphi} = -k_\omega \cdot (i_{1d} + i_{1d} \cdot \cos\Delta\varphi - i_{1q} \cdot \sin\Delta\varphi) \quad (4.35)$$

hergeleitet werden. Unter Nutzung der abgeleiteten (nichtlinearen) Zustandsgleichungen kann nun das Blockschaltbild des Gesamtsystems entwickelt werden. Die so gewonnene Struktur ist in der Abb. 4.7 dargestellt. Diese gestattet es, das Systemverhalten durch ein geeignetes Simulationsprogramm (MATLAB/Simulink) zu untersuchen.

Im stationären Zustand ist die zeitliche Ableitung der Zustandsgrößen ($\dot{i}_{1d} = \dot{i}_{1q} = \dot{\Delta\varphi} = 0$) gleich null. Aus Abb. 4.7 wird ersichtlich, dass der Frequenzunterschied $\Delta\omega$ und somit die Wirkstromdifferenz ($\Delta i_d = -k_\omega \cdot \Delta\omega$) im eingeschwungenen Zustand null sein müssen. Das heißt, dass die Spannungsquellen (die beiden WR) im stationären stabilen Zustand die gleiche Frequenz haben. Die Spannungsquellen liefern demgemäß den gleichen Wirkstrombetrag. Um dies simulativ nachzuweisen, wird dem System zunächst ein Winkelsprung ($\Delta\varphi$) aufgeschaltet.

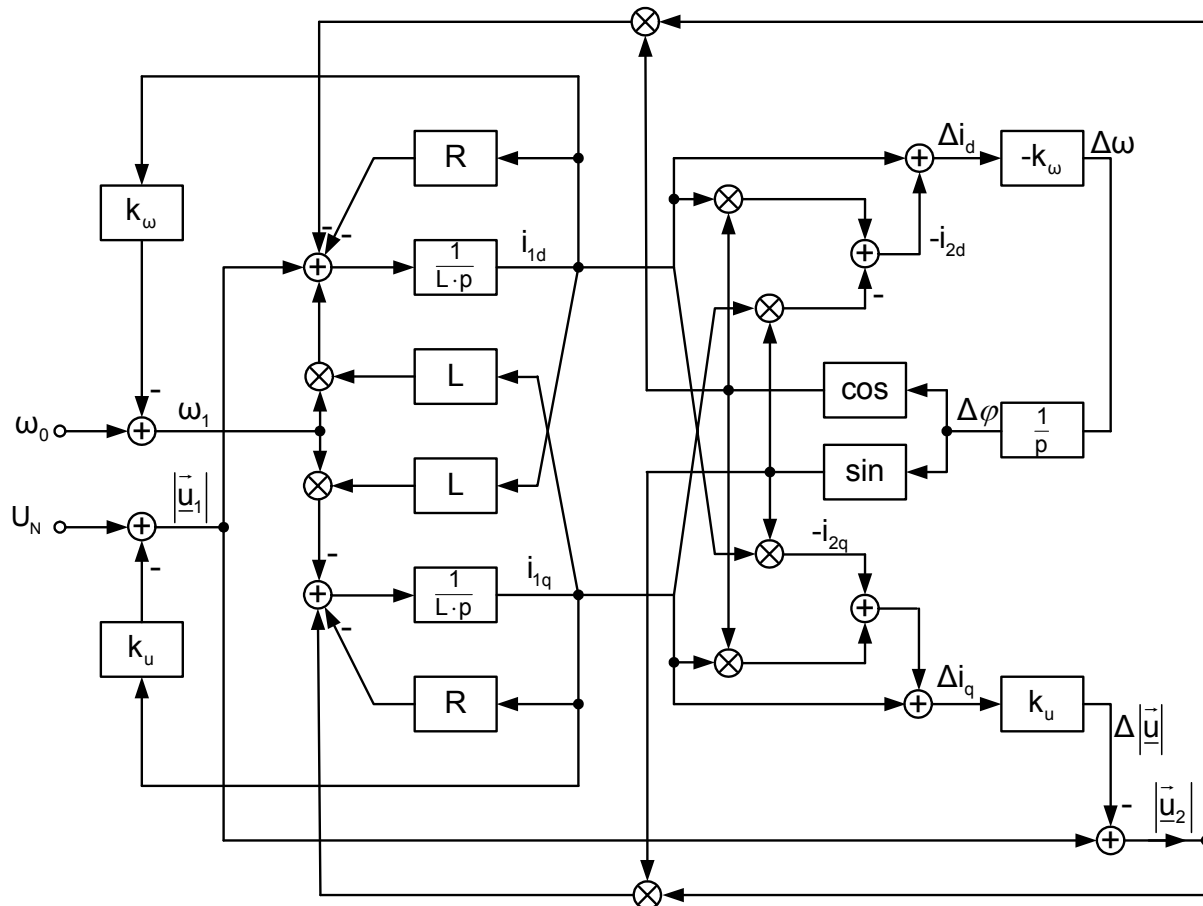


Abb. 4.7

Strukturelles Blockschaltbild der Zustandsgleichungen zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen

Das System soll den als Störgröße angreifenden Winkelsprung im stationären Zustand vollständig ausregeln können. Abb. 4.8 zeigt einen Phasenausgleichvorgang, der ab dem Zeitpunkt $t=0.1\text{s}$ mit einem Phasensprung von 1° ($\Delta\varphi = 1^\circ$) angeregt wurde. Das System zeigt erwartungsgemäß stabiles Verhalten. Im stationären Zustand ($t > 0.45\text{s}$) ist der Phasen- und somit der Frequenzunterschied gemäß Abb. 4.9 auf Null ausgeregelt ($\Delta\omega = 0$). Die Wirkströme der beiden Spannungsquellen sind gemäß Abb. 4.10 im eingeschwungenen Zustand völlig identisch ($\Delta i_d = 0$).

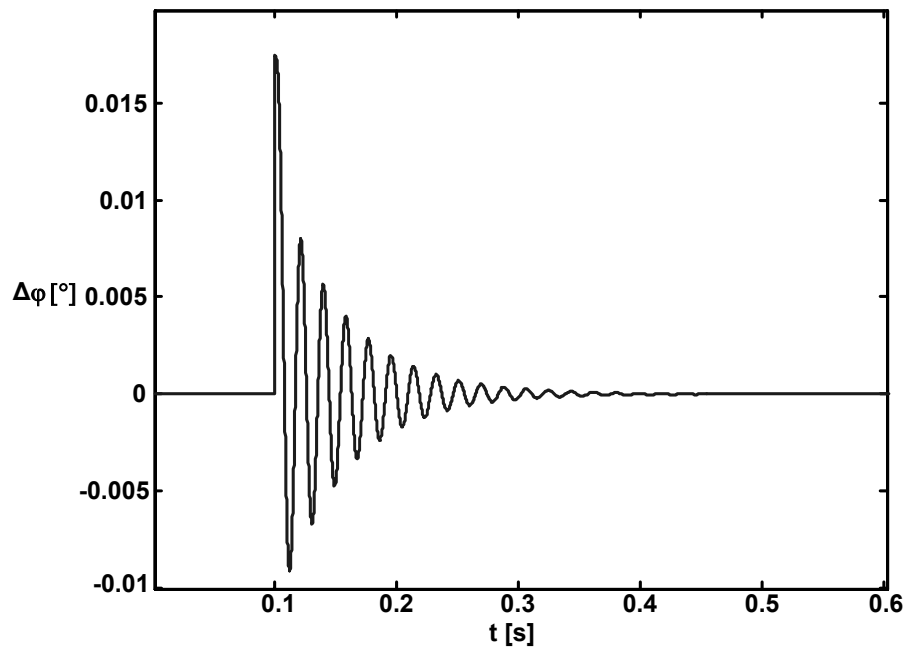


Abb. 4.8

Phasenausgleichvorgang infolge eines Phasensprungs von $\Delta\varphi = 1^\circ$

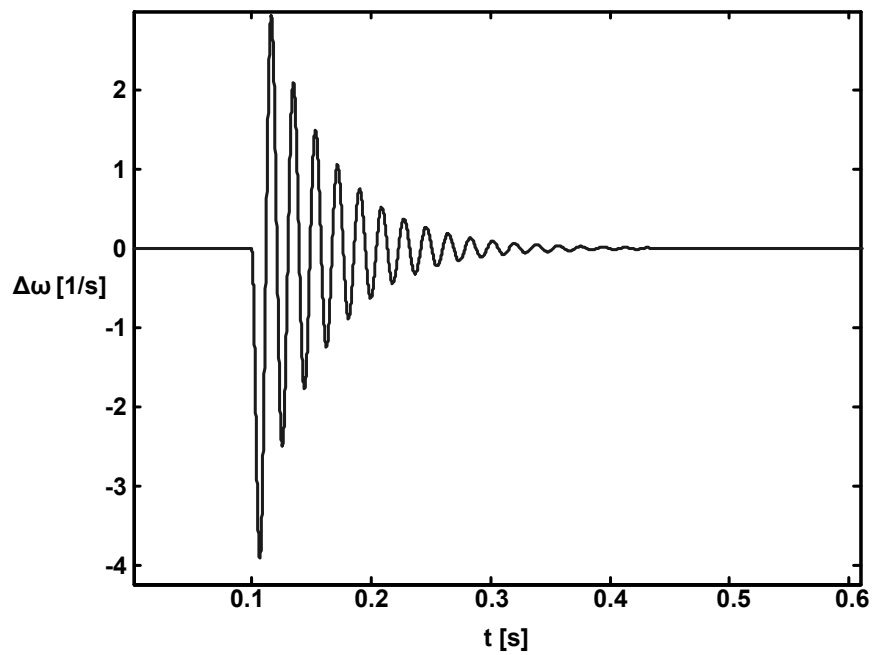


Abb. 4.9

Frequenzausgleichsvorgang infolge eines Phasensprungs von $\Delta\varphi = 1^\circ$

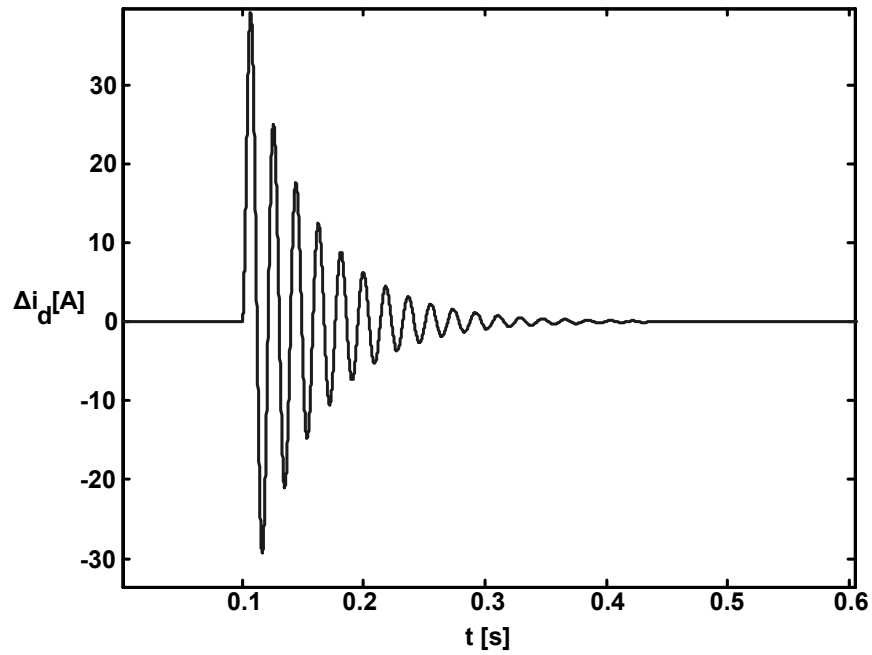


Abb. 4.10

Wirkstromausgleichsvorgang infolge eines Phasensprungs von $\Delta\varphi = 1^\circ$

Aus der Abb. 4.7 geht hervor, dass bei ungleichen Spannungsamplituden ($\Delta|\underline{u}| \neq 0$) die Blindströme ebenso ungleich sind ($\Delta i_q \neq 0$).

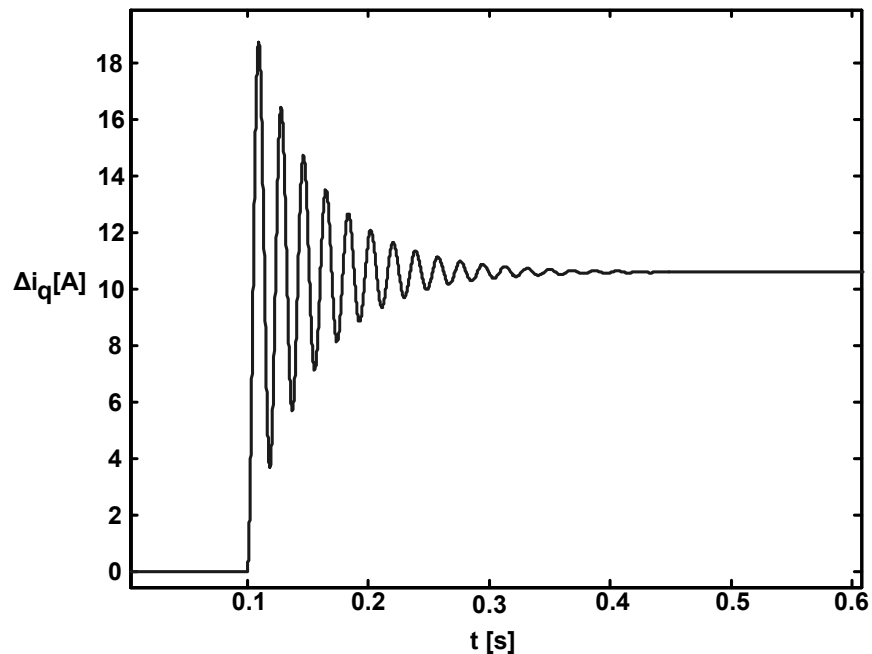


Abb. 4.11

Zeitlicher Verlauf der Blindstromdifferenz infolge eines Amplitudensprungs

$$\Delta|\underline{u}| = 1\text{V}$$

Um dies zu demonstrieren, wird dem Modell simulativ ein Sprung der Differenz der Spannungsamplituden aufgeschaltet. Eine bleibende Blindstromdifferenz zwischen den Spannungsquellen ist gemäß Abb. 4.11 deutlich zuerkennen.

Die Systemstabilität, die bisher als gegeben angenommen wurde, wird grundsätzlich sowohl von den Impedanzen als auch von den einzustellenden Kennlinienparametern beeinflusst. Nachfolgend wird dieser Einfluss vertiefend betrachtet.

4.1.3 Einfluss der Systemparameter auf die Stabilität der parallelgeschalteten Spannungsquellen im Leerlauf

In den bislang vorgestellten Beispielen wurde auf den Einfluss der Kennlinienparameter auf die Systemstabilität der parallelgeschalteten Spannungsquellen nicht eingegangen. Dies soll im folgenden näher betrachtet werden.

Zum Analysieren und Beschreiben der Systemstabilität in Abhängigkeit der einzustellenden Kennlinienparameter kann sowohl der simulative als auch der mathematische Weg beschritten werden. Mit dem zuletzt genannten Weg soll eine geschlossene Lösung abgeleitet werden. Es wird nachfolgend der mathematische Weg favorisiert.

Die Differenzialgleichungen der Systemzustandsgrößen müssen um einen bestimmten Arbeitspunkt linearisiert, die Systemmatrix aufgestellt und die Eigenwerte (Pole) des Systems als Funktion der einzustellenden Kennlinienparameter bestimmt werden. Dadurch kann eine Aussage über die Systemstabilität getroffen werden. Diese Vorgehensweise wird nachfolgend ausführlich behandelt.

Die Zustandsgleichungen (4.33), (4.34) und (4.35) werden zu diesem Zweck noch einmal herangezogen.

Setz man in diese Zustandsgleichungen folgende Beziehungen

$$\omega_1 = \omega_0 - k_\omega \cdot i_{1d}, \quad |\underline{\bar{u}}_1| = U_{\text{Nenn}} + k_u \cdot i_{1q} \quad \text{und} \quad |\underline{\bar{u}}_2| = U_{\text{Nenn}} + k_u \cdot i_{2q}$$

$$\text{mit } i_{2q} = -i_{1d} \cdot \sin\Delta\varphi - i_{1q} \cdot \cos\Delta\varphi,$$

ein, so lässt sich für \dot{i}_{1d} und \dot{i}_{1q} schreiben:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1d} &= \frac{1}{L} \{ U_{Nenn} (1 - \cos \Delta \varphi) + (-R + k_u \cdot \sin \Delta \varphi \cdot \cos \Delta \varphi) \cdot i_{1d} + \Rightarrow \\ &\Rightarrow (k_u + \omega_0 \cdot L + k_u \cdot \cos^2 \Delta \varphi) \cdot i_{1q} - L \cdot k_\omega \cdot i_{1d} \cdot i_{1q} \} \end{aligned} \quad (4.36)$$

$$\dot{i}_{1q} = \frac{1}{L} \{ U_{Nenn} \cdot \sin \Delta \varphi + (-k_u \cdot \sin^2 \Delta \varphi - \omega_0 L) \cdot i_{1d} + k_\omega \cdot i_{1d}^2 + (-R - k_u \cdot \sin \Delta \varphi \cdot \cos \Delta \varphi) \cdot i_{1q} \}. \quad (4.37)$$

4.1.4 Stabilitätsuntersuchung des linearisierten Systems

4.1.4.1 Linearisierung der Zustandsgleichungen

Die um einen allgemeinen Arbeitspunkt linearisierte Systemmatrix der nichtlinearen Zustandsdifferentialgleichungen (4.33) bis (4.35) wird mit Hilfe der Taylor-Reihen-Entwicklung ($(i_{1d}|_{AP} = i_{1d0}, i_{1q}|_{AP} = i_{1q0}, \Delta \varphi|_{AP} = \Delta \varphi_0)$) aufgestellt. Als Ergebnis findet man in [1]:

$$\left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=x_0} = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix}_{x=x_0} = [A]. \quad (4.38)$$

In diesem Fall sieht die um den Arbeitspunkt ($i_{1d} = i_{1d0}, i_{1q} = i_{1q0}, \Delta \varphi = \Delta \varphi_0$) linearisierte Systemmatrix folgendermaßen aus:

$$[A] = \begin{pmatrix} \frac{\partial \dot{i}_{1d}}{\partial i_{1d}} & \frac{\partial \dot{i}_{1d}}{\partial i_{1q}} & \frac{\partial \dot{i}_{1d}}{\partial \Delta \varphi} \\ \frac{\partial \dot{i}_{1q}}{\partial i_{1d}} & \frac{\partial \dot{i}_{1q}}{\partial i_{1q}} & \frac{\partial \dot{i}_{1q}}{\partial \Delta \varphi} \\ \frac{\partial \Delta \varphi}{\partial i_{1d}} & \frac{\partial \Delta \varphi}{\partial i_{1q}} & \frac{\partial \Delta \varphi}{\partial \Delta \varphi} \end{pmatrix}_{(i_{1d}=i_{1d0}, i_{1q}=i_{1q0}, \Delta \varphi=\Delta \varphi_0)} \quad (4.39)$$

Berechnet man die partiellen Differentiale gemäß Gl. (4.39) und setzt sie für den Arbeitspunkt ein, so ergibt sich folgende Matrix:

$$\begin{aligned}
 [A] = & \left(\begin{array}{cc} \left(-\frac{R}{L} + \frac{k_u}{L} \cdot \sin \Delta \varphi_0 \cdot \cos \Delta \varphi_0 - k_\omega \cdot i_{1q0} \right) & \left(\frac{k_u}{L} (1 + \cos^2 \Delta \varphi_0) + \omega_0 - k_\omega \cdot i_{1d0} \right) \dots \Rightarrow \\ \left(-\frac{k_u}{L} \cdot \sin^2 \Delta \varphi_0 - \omega_0 + 2 \frac{k_\omega}{L} \cdot i_{1d0} \right) & \left(-\frac{k_u}{L} - \cos \Delta \varphi_0 \cdot \sin \Delta \varphi_0 - \frac{R}{L} \right) \dots \Rightarrow \\ \left(-k_\omega (1 + \cos \Delta \varphi_0) \right) & \left(k_\omega \cdot \sin \Delta \varphi_0 \right) \dots \Rightarrow \\ \dots \Rightarrow \left(\frac{U_{Nenn}}{L} \cdot \sin \Delta \varphi_0 + \frac{k_u}{L} (\cos^2 \Delta \varphi_0 - \sin^2 \Delta \varphi_0) \cdot i_{1d0} - 2 \frac{k_u}{L} \cdot i_{1q0} \cdot \cos \Delta \varphi_0 \cdot \sin \Delta \varphi_0 \right) \\ \dots \Rightarrow \left(\frac{U_{Nenn}}{L} \cdot \cos \Delta \varphi_0 - \frac{k_u}{L} (\cos^2 \Delta \varphi_0 - \sin^2 \Delta \varphi_0) \cdot i_{1q0} - 2 \frac{k_u}{L} \cdot i_{1d0} \cdot \cos \Delta \varphi_0 \cdot \sin \Delta \varphi_0 \right) \\ \dots \Rightarrow \left(k_\omega (i_{1d0} \cdot \sin \Delta \varphi_0 + i_{1q0} \cdot \cos \Delta \varphi_0) \right) \end{array} \right) \quad (4.40)
 \end{aligned}$$

4.1.4.2 Berechnung der Arbeitspunkte

Nun müssen die Arbeitspunkte, um die das Zustandsgleichungssystem linearisiert wird, berechnet werden. Zur Vereinfachung der nachfolgenden Berechnungen wird zunächst der Kennlinienparameter k_u gleich Null gesetzt.

Die Gln. (4.33) bis (4.35) werden zwecks Arbeitspunktbestimmung noch einmal herangezogen.

Setzt man $k_u=0$ in die Beziehungen (4.23) und (4.25) ein, so ergibt sich für die Gln. (4.33) und (4.34) folgendes:

$$\dot{i}_{1d} = \frac{1}{L} (U_{Nenn} (1 - \cos \Delta \varphi) - R \cdot i_{1d} + L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q}), \quad (4.41)$$

$$\dot{i}_{1q} = \frac{1}{L} (U_{Nenn} \cdot \sin \Delta \varphi - R \cdot i_{1q} - L \cdot \omega_1 \cdot i_{1d}): \quad (4.42)$$

Im stationären Zustand sind alle Ableitungen der Zustandsgrößen nach der Zeit Null.

Die Gln. (4.35), (4.41) und (4.42) können wie folgt neu geschrieben werden:

$$0 = U_{Nenn} (1 - \cos \Delta \varphi) - R \cdot i_{1d} + L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q}, \quad (4.43)$$

$$0 = U_{Nenn} \cdot \sin \Delta \varphi - R \cdot i_{1q} - L \cdot \omega_1 \cdot i_{1d}, \quad (4.44)$$

$$0 = i_{1d} (1 + \cos \Delta \varphi) - i_{1q} \cdot \sin \Delta \varphi. \quad (4.45)$$

Aus (4.45) folgt:

$$i_{1q} \cdot \sin \Delta \varphi = i_{1d} (1 + \cos \Delta \varphi), \quad (4.46)$$

bzw.:

$$0 = i_{1d}^2 (1 + \cos \Delta \varphi)^2 - i_{1q}^2 \cdot \sin^2 \Delta \varphi. \quad (4.47)$$

Multipliziert man die Identität (4.43) mit i_{1d} und die (4.44) mit i_{1q} und setzt die Beziehung (4.46) ein, so lässt sich folgendes schreiben:

$$0 = U_{\text{Nenn}}(1 - \cos\Delta\varphi) \cdot i_{1d} - R \cdot i_{1d}^2 + L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q} \cdot i_{1d}, \quad (4.48)$$

$$0 = U_{\text{Nenn}}(1 + \cos\Delta\varphi) \cdot i_{1d} - R \cdot i_{1q}^2 - L \cdot \omega_1 \cdot i_{1q} \cdot i_{1d}. \quad (4.49)$$

Addiert man nun (4.48) und (4.49), so ergibt sich

$$0 = 2U_{\text{Nenn}} \cdot i_{1d} - R \cdot i_{1d}^2 - R \cdot i_{1q}^2. \quad (4.50)$$

Durch Auflösung der Gl. (4.50) nach i_{1q}^2 und Einsetzen diese in die Gl. (4.47) lässt sich folgende Identität schreiben:

$$0 = 2i_{1d}[(1 + \cos\Delta\varphi) \cdot i_{1d} - \frac{U_{\text{Nenn}}}{R} \cdot \sin^2\Delta\varphi]. \quad (4.51)$$

Eine Lösung der Gl. (4.51) ist $i_{1d} = 0$. Damit ist gemäß Gl. (4.50) $i_{1q} = 0$ und gemäß Gl. (4.48) $\Delta\varphi = 0$.

Weitere Lösungen der Gl. (4.51) können folgendermaßen bestimmt werden:

$$0 = (1 + \cos\Delta\varphi) \cdot i_{1d} - \frac{U_{\text{Nenn}}}{R} \cdot \sin^2\Delta\varphi. \quad (4.52)$$

Gemäß Gl.(4.46) kann der erste Term der Gl. (4.52) so geschrieben werden:

$$(1 + \cos\Delta\varphi) \cdot i_{1d} = i_{1q} \cdot \sin\Delta\varphi. \quad (4.53)$$

Nun sieht die Identität (4.52) so aus:

$$0 = \sin\Delta\varphi \cdot (i_{1q} - \frac{U_{\text{Nenn}}}{R} \cdot \sin\Delta\varphi). \quad (4.54)$$

Eine Lösungsreihe aus der Gl. (4.54) ist $\Delta\varphi = n \cdot \pi$ mit $n \in \mathbb{N}$.

Durch Einsetzen dieser Lösungen in der Gl. (4.43) und (4.44) lassen sich die zugehörigen Lösungen für die übrigen Zustandsgrößen bestimmen:

$$0 = i_{1d}^3 - 2 \cdot \frac{\omega_0}{k_\omega} \cdot i_{1d}^2 + \frac{1}{k_\omega^2} \cdot (\frac{R^2}{L^2} + \omega_0^2) \cdot i_{1d} - 2 \cdot \frac{R}{k_\omega^2 \cdot L^2} \cdot U_{\text{Nenn}}. \quad (4.55)$$

Nach Bestimmung der drei Lösungen der Gl. (4.55) können die drei zugehörigen Lösungen der Zustandsgröße i_{1q} wie folgt ermittelt werden:

$$i_{1q} = k_\omega \cdot \frac{L}{R} \cdot i_{1d}^2 - \omega_0 \cdot \frac{L}{R} \cdot i_{1d}. \quad (4.56)$$

Für die Bestimmung der weiteren Arbeitspunkte wird die Gl. (4.54) herangezogen.

Dabei gilt:

$$0 = U_{\text{Nenn}} \cdot \sin \Delta \varphi - R \cdot i_{1q} . \quad (4.57)$$

Setzt man Gl. (4.57) in Gl. (4.44) ein, so ergibt sich die Identität:

$$0 = (\omega_0 - k_\omega \cdot i_{1d}) \cdot i_{1d} , \quad (4.58)$$

bzw.:

$$i_{1d} = \frac{\omega_0}{k_\omega} . \quad (4.59)$$

Die zugehörigen Lösungen lauten:

$$i_{1q} = \pm \frac{\omega_0}{k_\omega} \cdot \sqrt{2 \frac{U_{\text{Nenn}}}{R} \cdot \frac{k_\omega}{\omega_0} - 1} , \quad (4.60)$$

$$\Delta \varphi = \arcsin \left(\frac{R}{U_{\text{Nenn}}} \cdot i_{1q} \right) . \quad (4.61)$$

Insgesamt sind 6 unabhängige Arbeitspunkte berechnet worden. Zur Überprüfung der Richtigkeit der berechneten Arbeitspunkte wurden diese mit dem Programmsystem MATLAB/Simulink numerisch verifiziert. Eine Übereinstimmung konnte nachgewiesen werden.

Wegen der Komplexität und dem hohen Rechenaufwand wird die Stabilitätsanalyse zunächst nur für den Arbeitspunkt ($\dot{i}_{1d} = \dot{i}_{1q} = \dot{\Delta \varphi} = 0$) durchgeführt.

Nachfolgend wird das System um diesen Arbeitspunkt linearisiert. Anschließend wird das Kleinsignalverhalten um diesen Arbeitspunkt analytisch untersucht. Dabei werden die Eigenwerte (Pole) bestimmt und schließlich die Stabilität des Systems durch Parametervariation beurteilt.

Setzt man die - den Arbeitspunkt bestimmenden - Werte ($i_{1d0} = 0, i_{1q0} = 0, \Delta \varphi_0 = 0$) in die linearisierte Systemmatrix nach Gl. (4.40) ein, so ergibt sich folgende Matrix:

$$[A] = \begin{pmatrix} \left(-\frac{R}{L}\right) & \left(2\frac{k_u}{L} + \omega_0\right) & 0 \\ \left(-\omega_0\right) & \left(-\frac{R}{L}\right) & \left(\frac{U_{\text{Nenn}}}{L}\right) \\ \left(-2k_\omega\right) & 0 & 0 \end{pmatrix} . \quad (4.62)$$

Für die Bestimmung der Eigenwerte des Systems gilt folgende Beziehung:

$$|\lambda \cdot [E] - [A]| = 0 , \quad (4.63)$$

wobei $[E]$ die Einheitsmatrix ist.

Löst man die Eigenwertgleichung gemäß Gl. (4.63) nach λ auf, so entsteht folgende kubische Gl.:

$$\lambda^3 + \left(2 \frac{R}{L}\right) \cdot \lambda^2 + \left(\omega_0^2 + 2 \frac{k_u}{L} \cdot \omega_0 + \frac{R^2}{L^2}\right) \cdot \lambda + 2 \frac{k_\omega}{L} \cdot U_{\text{Nenn}} \left(2 \frac{k_u}{L} + \omega_0\right) = 0. \quad (4.64)$$

Die Lösungen der Gl. (4.64), d.h. die Pole des Systems bzw. die Polverteilung, werden mit Hilfe eines MATLAB-Programmes ermittelt. Die Systempole sind eine Funktion der Eingangsgrößen U_{Nenn} und ω_0 sowie der Impedanzparameter R und L und der Kennlinienparameter k_u und k_ω . Die Eingangsgrößen werden als konstant angenommen: $U_{\text{Nenn}} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325\text{V}$, $\omega_0 = 314\text{s}^{-1}$).

Sie werden bei der Überprüfung der Systemstabilität nicht geändert.

4.1.4.3 Einfluss der Kennlinienparameter im Leerlauf

- **Einfluss des Kennlinienparameters k_ω**

Um den Einfluss des Kennlinienparameters k_ω auf die Stabilität des Arbeitspunktes zu untersuchen, wird zunächst der Parameter k_u gleich null gesetzt. Der Parameter k_ω wird hingegen in einem bestimmten Bereich variiert, so dass dessen Einfluss auf die Polverteilung erkennbar wird. Abb. 4.12 zeigt die Verteilung der drei, d.h. eines konjugiert komplexen Polpaares und eines reellen Pols, Pole in Abhängigkeit von k_ω . Dieser wurde im Bereich von 0 bis 1 mit einer Schrittweite von 0.05 variiert. Die Wirkung auf die Systemstabilität um den Arbeitspunkt ist zu erkennen. Man sieht, dass die ersten drei Werte (mit einem '+' gekennzeichnet) von k_ω mit einem stabilen Arbeitspunkt korrelieren, während die verbleibenden zur Instabilität führen.

Eine dreidimensionale grafische Darstellung der Abb. 4.12 zeigt die Abb. 4.13

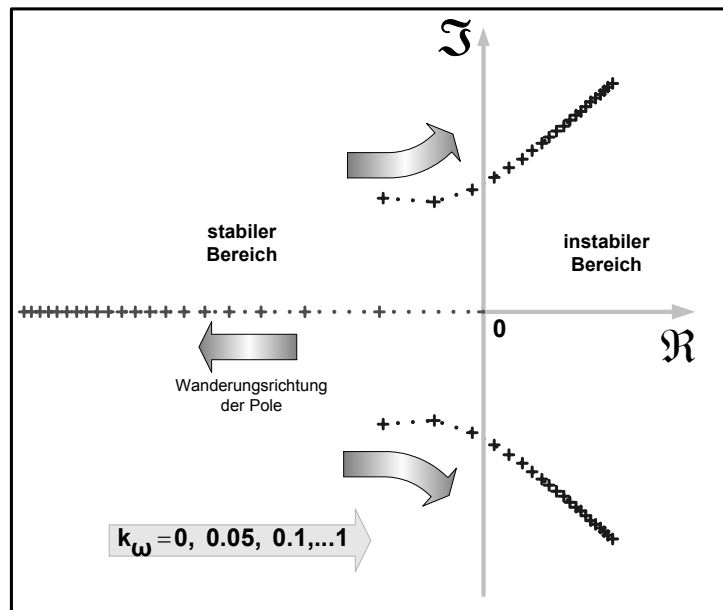


Abb. 4.12

Verschiebung der Systempole in Abhängigkeit des Kennlinienparameters k_ω

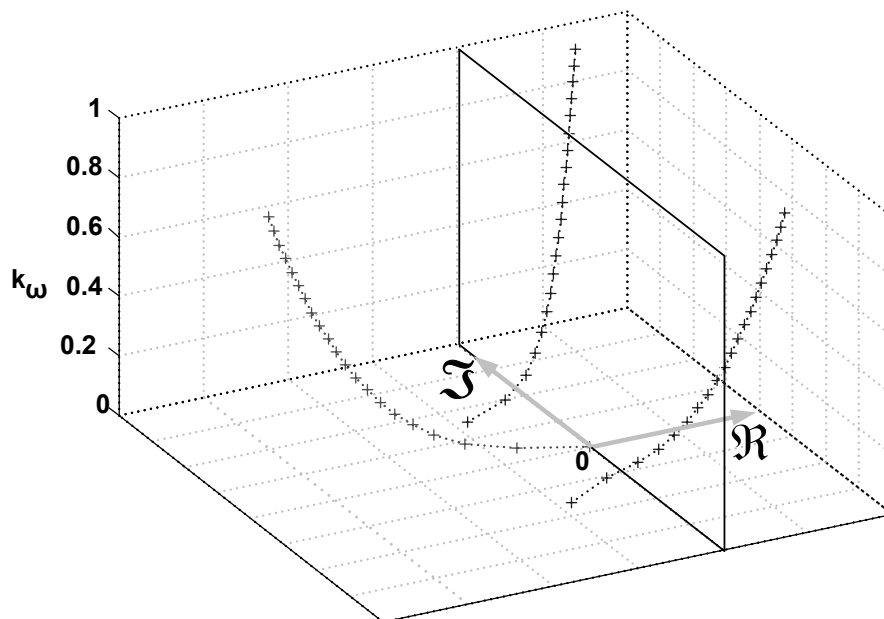


Abb. 4.13

Verschiebung der Systempole in Abhängigkeit des Kennlinienparameters k_ω

- **Einfluss des Kennlinienparameters k_u**

Zur Verdeutlichung dieses Einflusses wird k_u im Arbeitspunkt ($i_{1d0} = 0, i_{1q0} = 0, \Delta\varphi_0 = 0$) innerhalb eines begrenzten Bereichs laufend verändert. Dabei kann dessen Einfluss studiert werden. Der Kennlinienparameter k_ω wird auf $k_\omega = 0.1$, bei dem das System in diesem Arbeitspunkt stabil ist, konstant gehalten. Aus Abb. 4.14 wird ersichtlich, dass mit steigendem k_u das System in diesem Arbeitspunkt instabil wird.

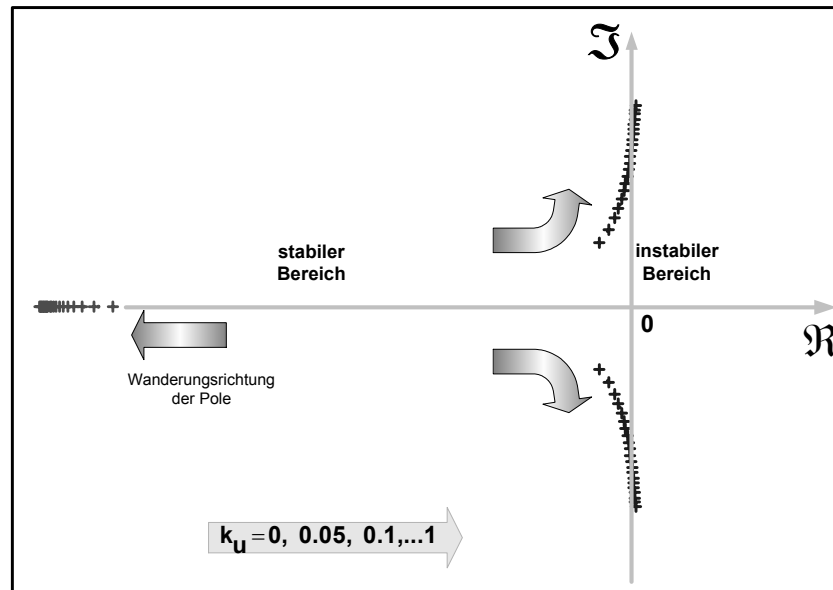


Abb. 4.14

Verschiebung der Systempole in Abhängigkeit des Kennlinienparameters k_u

4.1.4.4 Einfluss der Impedanzparameter auf die Systemstabilität

- **Einfluss des ohmschen Widerstandes R**

Hier wird, wie in den vorigen Abschnitten vorgegangen worden ist, die Beeinflussung der Systemstabilität durch den ohmschen Widerstand dargestellt. Dabei lässt man R einen begrenzten Wertebereich durchlaufen während die anderen Parameter konstant gehalten werden. Gemäß Abb. 4.15 wandern die Systempole mit steigendem R in den stabilen Bereich, was einer zusätzlichen Dämpfung des Systems gleich kommt. Diese Zusatzdämpfung wird im Abschnitt 6.4 vertiefend betrachtet.

- **Einfluss der Induktivität L**

Abb. 4.16 stellt den Einfluss der Induktivität L auf die Polverteilung im Arbeitspunkt (0,0,0) dar. Mit steigendem Induktivitätswert bewegen sich die Systempole in Richtung des instabilen Bereiches.

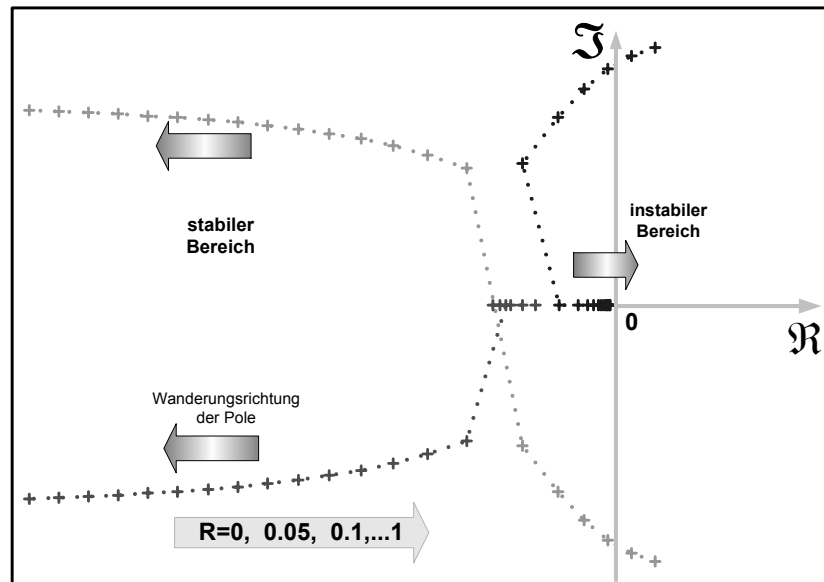


Abb. 4.15

Verschiebung der Systempole in Abhängigkeit des Kennlinienparameters R

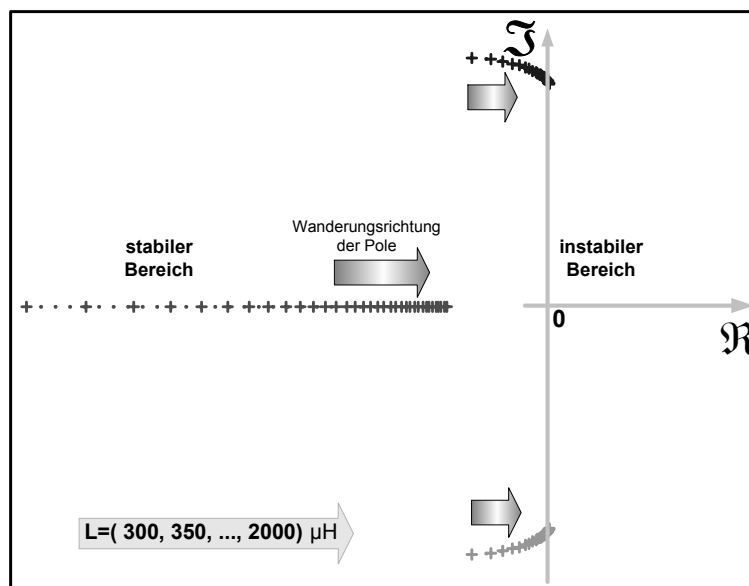


Abb. 4.16

Verschiebung der Systempole in Abhängigkeit der Induktivität L

4.1.4.5 Stabilitätsprüfung eines ausgewählten Arbeitspunktes

Zwecks Überprüfung der Stabilität eines speziellen Arbeitspunktes, kann das Blockschaltbild gemäß Abb. 4.17 herangezogen werden. Dieses wurde unter Nutzung der linearisierten Zustandsgleichungen geschaffen.

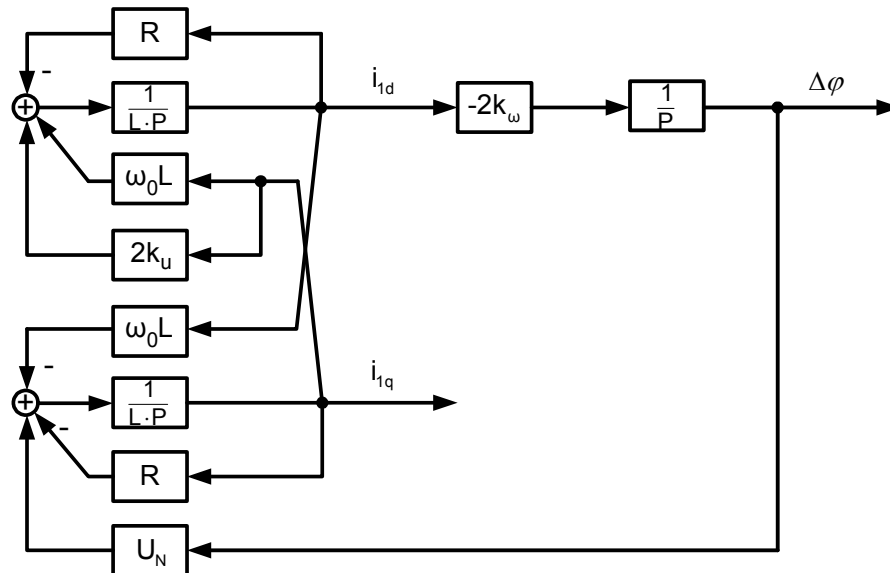


Abb. 4.17

Modell der linearisierten Zustandsgleichungen

Mit Hilfe dieses Modells ist es möglich, simulativ eine Störgröße, z.B. ein Phasensprung, auf das linearisierte System zu geben und so dessen Wirkung zu beobachten. Der Stabilitätsbereich des Arbeitspunktes (Abb. 4.18 und Abb. 4.19) kann auf diese Weise simulativ (MATLAB/Simulink) untersucht werden.

Z. B. zeigt die Abb. 4.18 ein stabiles Verhalten des linearisierten Systems. Die Abb. 4.19 zeigt hingegen ein instabiles Verhalten dieses linearisierten Systems.

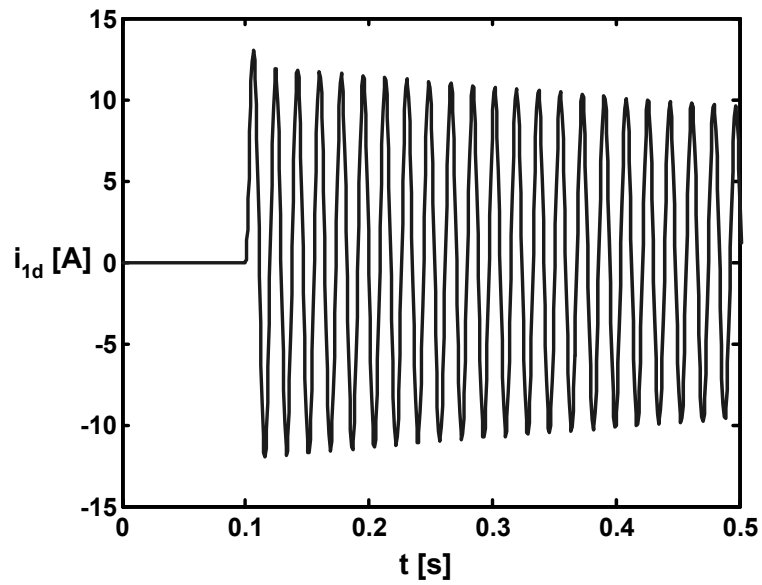


Abb. 4.18

Stabiles Verhalten des linearisierten Systems

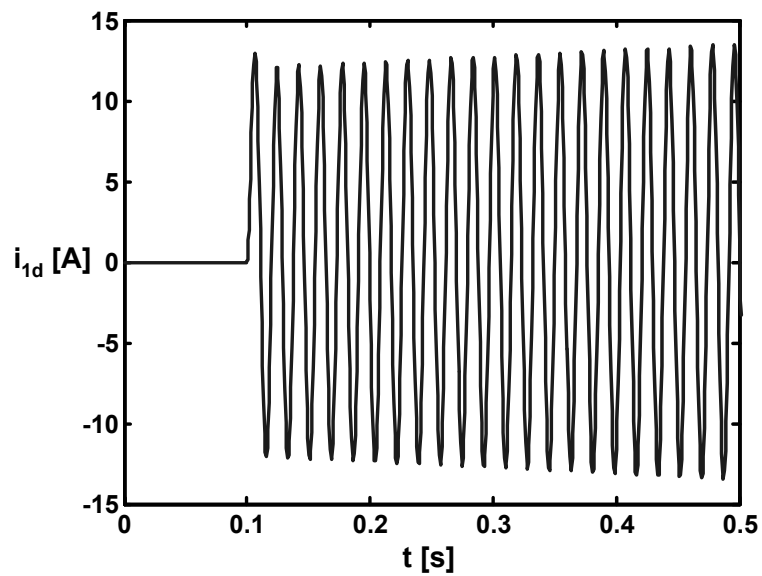


Abb. 4.19

Instabiles Verhalten des linearisierten Systems

4.1.5 Stabilitätsuntersuchung des nichtlinearisierten Systems

Aus der Theorie der nichtlinearen Systemanalyse ist bekannt, dass bei solchen Systemen grundsätzlich mehrere Arbeitspunkte existieren. Ihre Stabilität wird von bestimmten Systemparametern beeinflusst. Der Wechsel des Arbeitspunktes und somit des Systemverhaltens ist auch bei einer nur geringfügigen Parameteränderung möglich. Diese Phänomene sollen nachfolgend kurz andiskutiert werden.

In einem stabilen Arbeitspunkt muss das System die Störgröße vollständig ausregeln können. Das heißt, das System soll nach einer solchen Auslenkung wieder in seine Ausgangsposition - den stabilen Arbeitspunkt - zurückkehren. Das dynamische Systemverhalten gemäß Abb. 4.20 gibt Auskunft darüber, welche Werte die Zustandsvariablen zum gleichen Zeitpunkt annehmen. Das System in Abb. 4.20 wurde von seinem Arbeitspunkt $(0,0,0)$ durch einen Winkelsprung in den Punkt $(0,0,10^{-3})$ versetzt. Die dreidimensionale Darstellung demonstriert den räumlichen spiralförmigen Weg, den das System in Richtung des Koordinatenursprungs nimmt. Die zugehörigen zeitlichen Verläufe der Zustandsgrößen sind in Abb. 4.21 dargestellt.

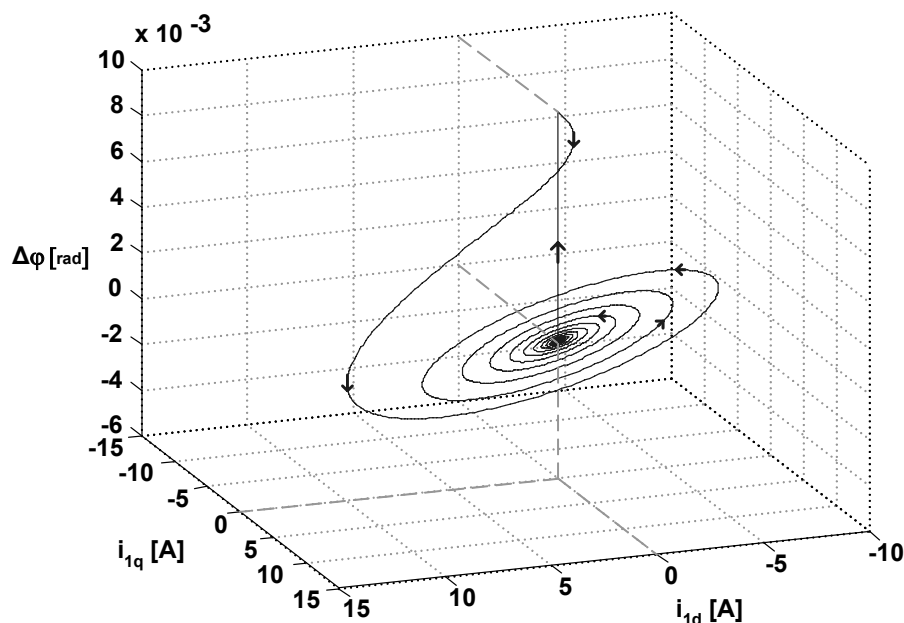


Abb. 4.20

Trajektorie des Systems im Zustandsdiagramm nach der Auslenkung aus dem stabilen Arbeitspunkt $(0,0,0)$

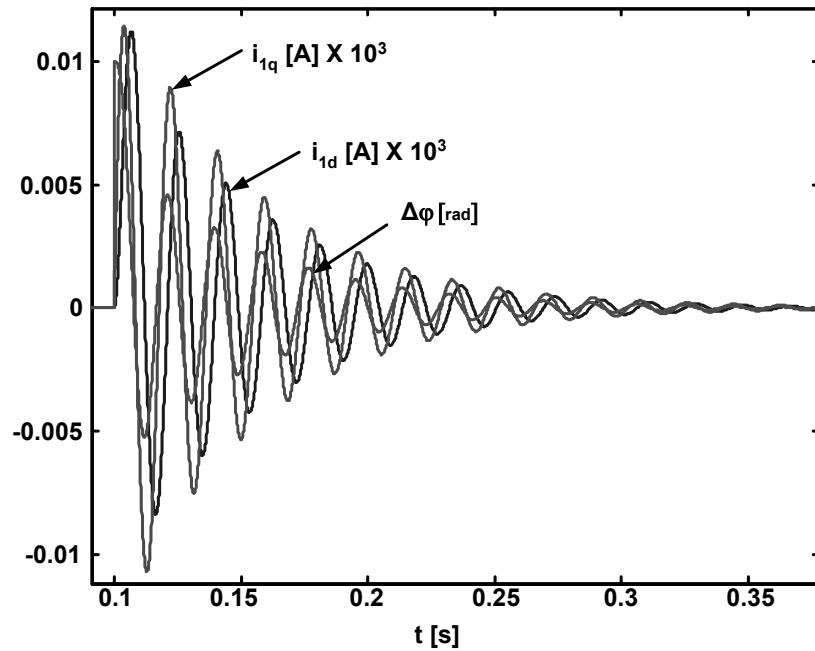


Abb. 4.21

Zeitliche Verläufe der Zustandsgrößen infolge eines Winkelsprungs in einem stabilen Arbeitspunkt

Die Graphen des stabilen Arbeitspunktes verdeutlichen auch hier noch einmal, dass ein solcher Arbeitspunkt - mit den Koordinaten (0,0,0) - im belastungsfreien Zustand für den Betrieb des Gesamtsystems anzustreben ist.

Durch Vergrößerung des Parameters k_ω ($k_\omega=0.1234$ in der Abb. 4.12 bzw. Abb. 4.13) wird ein Grenzzustand erreicht. In diesem Zustand schwingt das System mit begrenzter Amplitude weiter, so dass es weder in seinem ursprünglichen Zustand zurückkehrt noch den Schwingungszustand verlässt. Abb. 4.22 veranschaulicht in einer dreidimensionalen Darstellung diesen Fall. Eine zeitliche Darstellung dieses Zustandes zeigt die Abb. 4.23.

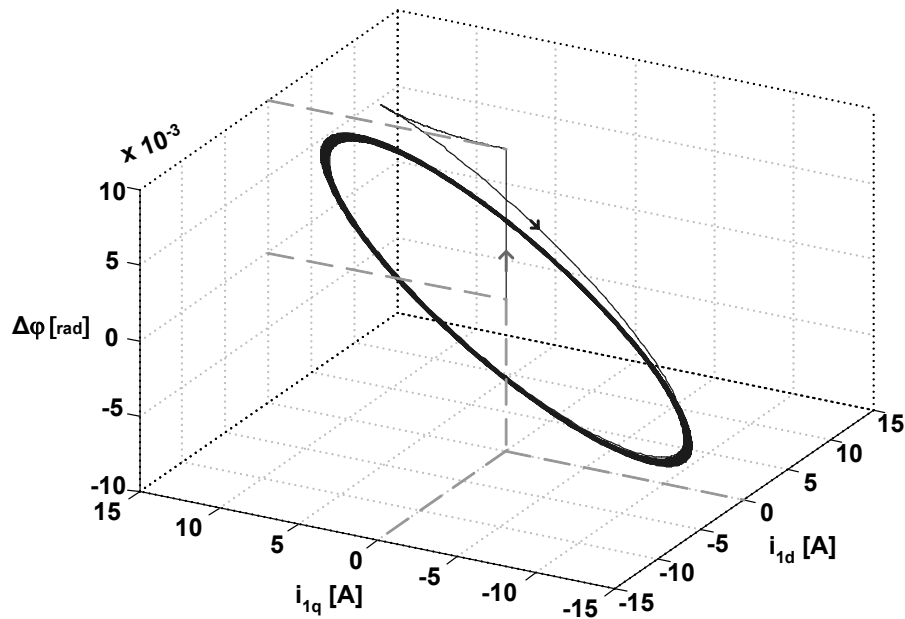


Abb. 4.22

Trajektorie des Systems im Zustandsdiagramm in einem grenzstabilen Arbeitspunkt

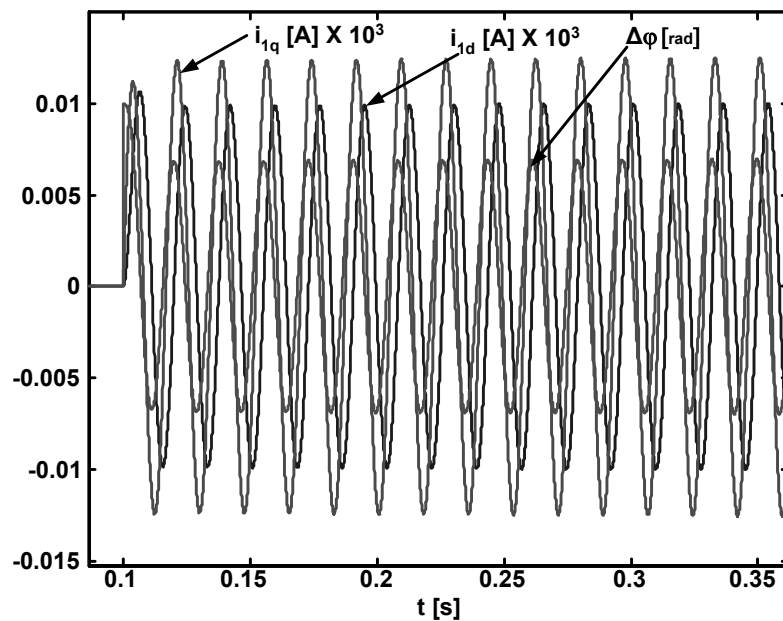


Abb. 4.23

Zeitliche Verläufe der Zustandsgrößen infolge eines Winkelsprungs in einem grenzstabilen Arbeitspunkt

Bei noch weiterer Vergrößerung des Kennlinienparameters k_ω ($k_\omega=0.2$) verlässt das System den stabilen Arbeitspunkt und findet, wie in Abb. 4.24 bzw. Abb. 4.25 gezeigt, einen anderen Arbeitspunkt.

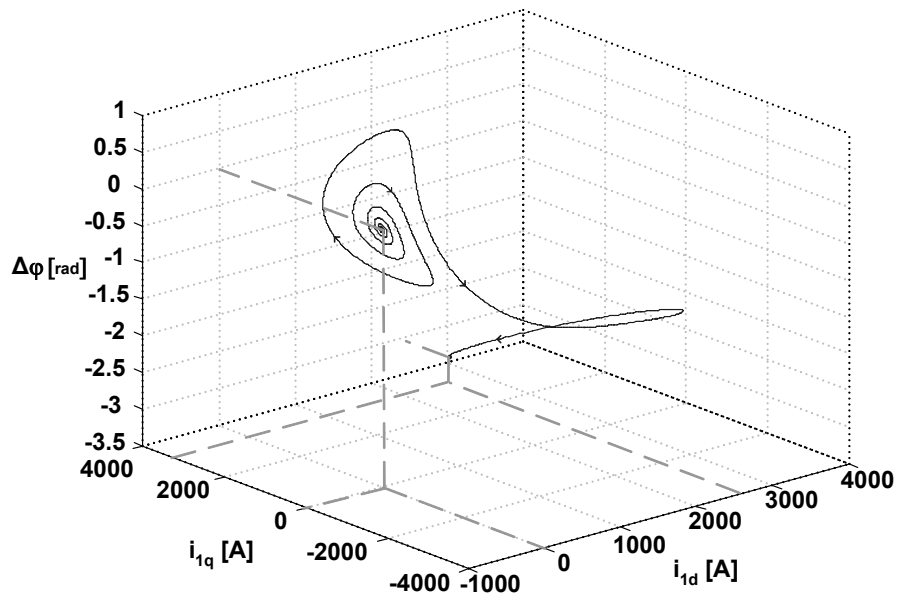


Abb. 4.24

Trajektorie des Systems im Zustandsdiagramm bei Verlassen des Arbeitspunktes vor der Störung

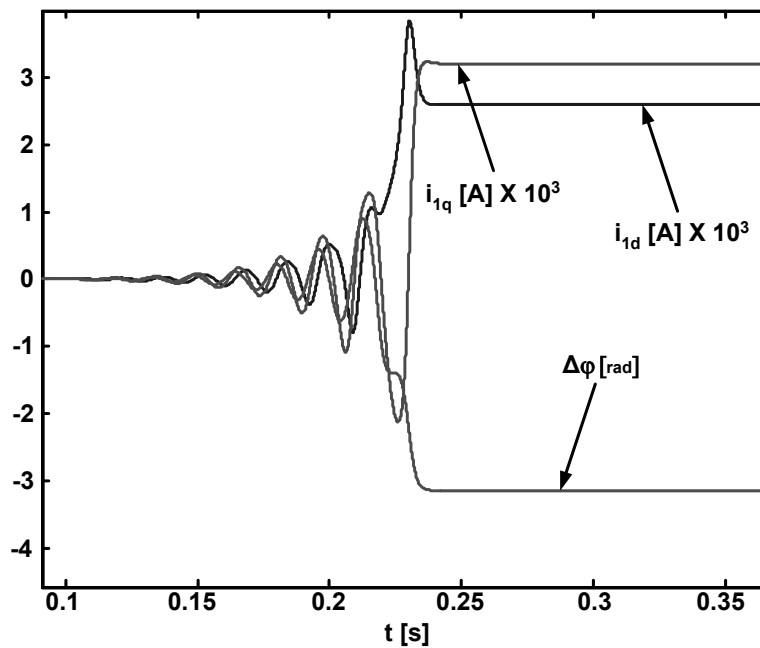


Abb. 4.25

Zeitliche Verläufe der Zustandsgrößen beim Verlassen des Arbeitspunktes vor der Störung

Die vier zuletzt gezeigten Abbildungen zeigen überdeutlich, dass ein instabiler Arbeitspunkt bei (0,0,0) unter allen Umständen vermieden werden muss. So ist z.B.

aus Abb. 4.25 zu entnehmen, dass das System zwar nach dem verlassen des oben benannten Arbeitspunktes wieder ein stabilen Zustand einnimmt. Dieser ist jedoch auf Grund seiner Eigenschaften für den Betrieb des Gesamtsystems gänzlich ungeeignet. So tritt gemäß der oben gezeigten Abbildung in dem ungeeigneten Arbeitspunkt eine Phasenverschiebung von $\Delta\varphi=-\pi$ zwischen den Wechselrichterspannungen auf, was natürlich immens große Kreisströme zur Folge hat.

4.1.6 Einfluss der Belastung auf die Systemstabilität

Bei Belastung der parallelgeschalteten Spannungsquellen kommen weitere Zustandsgleichungen hinzu, die die Berechnung der Arbeitspunkte und der System-eigenwerte sowie das Analysieren der Systemstabilität schwieriger und komplizierter machen. Deshalb wird im Weiteren auf den Rechenaufwand verzichtet. Die im vorigen Abschnitt 4.1.4.3 ermittelten Parameter, bei denen das System im Arbeitspunkt (0,0,0) stabil war, werden als Ausgangspunkt für die zukünftigen Simulationsuntersuchungen genutzt (verwendet).

Um den Einfluss der Belastung auf die Systemstabilität im Arbeitspunkt deutlicher zu erkennen, wird zunächst in einem Simulationsmodell vom grenzstabilen Zustand (Abb. 4.22 und Abb. 4.23) ausgegangen. Dadurch soll festgestellt werden, wie die Systemstabilität z.B. mit zunehmendem Laststrom beeinflusst wird. Zuerst wird die ohmsche Belastung betrachtet.

4.1.6.1 Ohmsche Belastung

Wie es in der Elektrischen Energietechnik bekannt, neigt das System umso mehr zur Instabilität, je größer der Laststrom wird. Bei der Simulation wird gemäß Abb. 4.26 das System durch einen Phasensprung bei Parametern die denen in Abschnitt 4.1.4.5 entsprechen ab dem Zeitpunkt $t=0.1s$ in einen grenzstabilen Zustand gebracht. Ab dem Zeitpunkt $t=0.5s$ wird das mit $R=2\ \Omega$ belastet. Infolgedessen gelangt das System in einen gering gedämpften Zustand und schwingt demzufolge auf, bis es einen anderen stationären Arbeitspunkt findet. Um diesen Fall zu demonstrieren, in dem ein neuer Arbeitspunkt schneller erreicht wird, wird das System mit $R=0.1\ \Omega$ belastet.

Abb. 4.27 zeigt das Ergebnis. Das System hat sich ab $t=0.85s$ durch zunehmenden Wirklaststrom einen neuen stationären Zustand gefunden. Die Schlussfolgerung

dessen ist, dass die Systemparameter (Kennlinienparameter) so gewählt werden müssen, dass die Systemstabilität in einem vorgegebenen Belastungsbereich gewährleistet ist.

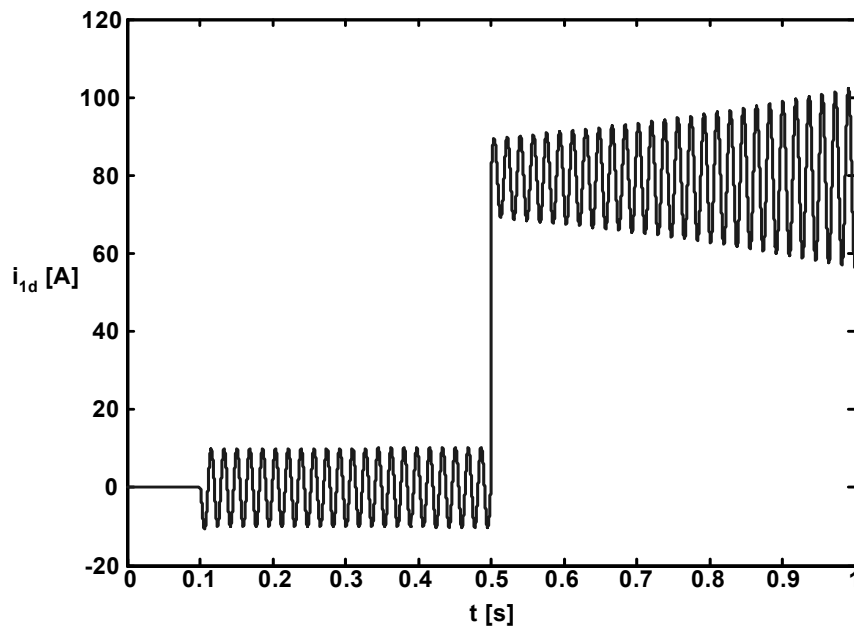


Abb. 4.26

Systementdämpfung bei ohmscher Belastung ($R=2\Omega$)

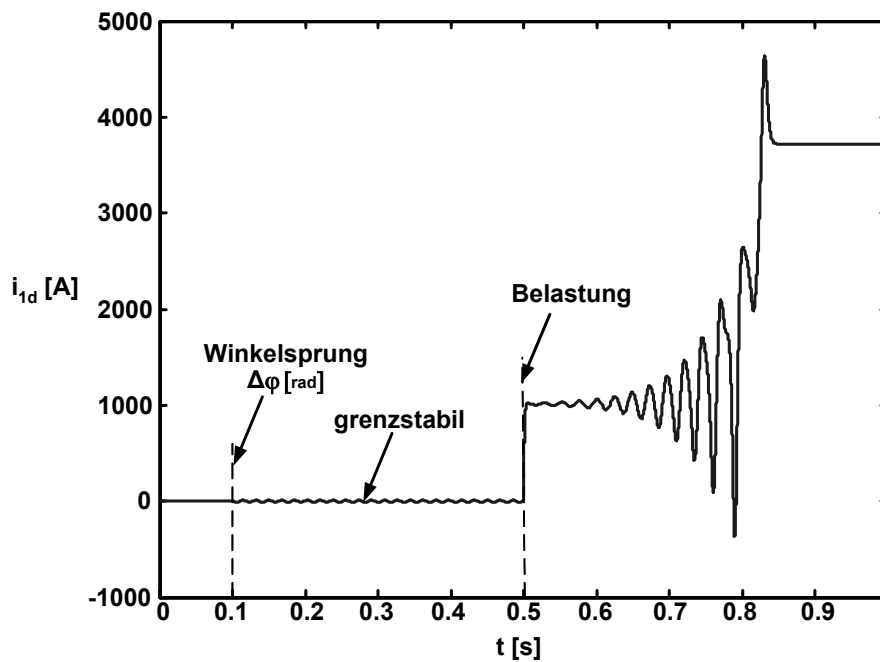


Abb. 4.27

Systementdämpfung bei ohmscher Belastung ($R=0.1\Omega$)

4.1.6.2 Ohmsch-induktive Belastung

Analog zur der ohmschen verhält sich die ohmsch-induktive Belastung. Die Systemstabilität wird hauptsächlich vom Laststrombetrag beeinflusst. Der Einfluss des Leistungsfaktors ($\cos \varphi$) auf die Zeitdauer, in der das System vom instabilen Zustand in den neuen stationären Arbeitspunkt übergeht, ist kaum bemerkbar.

Nach der Stabilitätsanalyse werden nachfolgend Strukturen zur Regelung des ruhenden RV's vorgestellt.

4.2 Regelkonzepte für den ruhenden Raumvektor

In diesem Abschnitt sollen die Regelungsstrukturen zur Regelung des ruhenden RV's beschrieben und die Vor- und Nachteile der beiden in diesem Abschnitt vorgestellten Varianten vergleichsweise vorgestellt werden.

4.2.1 Regelungstopologie mit Zusatzdrossel

Gemäß Abb. 43 werden bei dieser Variante die Filterkondensatorspannungen sowie die Wechselrichterströme in natürlichen Koordinaten erfasst und mit einem Koordinatenwandler in zwei orthogonale Komponenten ($\alpha - \beta$) gewandelt.

Diese beiden Komponenten werden jeweils mit Hilfe eines Vektordrehers in zwei bezüglich des umlaufenden Systems ruhende Komponenten ($d - q$) transformiert. Der für diese Transformation notwendige Winkel wird mit Hilfe einer Phasenregelschleife (PLL) gewonnen. Durch diese Vektordrehung entstehen die ruhenden Blind- und Wirkkomponenten der Netzspannung sowie die ruhenden Wirk- und Blindkomponenten der Filterströme. Diese Komponenten bilden die Istwerte für die Spannungs- und Stromregler. Die Wirk- und die Blindstromkomponente der Filterströme wird mit einem PT_1 -Glied gefiltert und für die Realisierung der Spannungs- und Frequenzkennlinie verwendet. Wie bereits bekannt gilt für die Spannungs- und Frequenzkennlinie: $\Delta u = k_u \cdot \Delta i_q$ und $\Delta \omega = k_\omega \cdot \Delta i_d$.

Die vorgegebene Sollspannung wird mit der aktuellen Amplitudenänderung aus der Spannungskennlinie korrigiert. Der korrigierte Wert bildet den Sollwert für den überlagerten d-Spannungsregler. Der Sollwert für den q-Spannungsregler wird auf den Wert Null gesetzt. Die Sollwerte für die unterlagerten Stromregler sind jeweils die Ausgangsgrößen der Spannungsregler. Die Ausgänge der Stromregler bilden die

d- und q-Komponenten des Raumvektors für die korrigierende Steuerspannung des Modulators. Aus diesen Komponenten wird mit Hilfe eines Kartesisch-Polar-Wandlers der Betrag u_m und der Winkel φ_{Reg} gebildet. Der Modulatorwinkel φ_m ergibt sich durch Addition des Korrekturwinkels der Strom- und Spannungsregelung φ_{Reg} und des Winkels φ_0 .

Bei diesem Regelungskonzept mit kaskadierter Spannungs- und Stromregelung zuzüglich einer „Zusatzdrossel“ wird die Spannung an den Filterkondensatoren mit einem PI-Regler geregelt. Diese geregelte Spannung ist der Sollwert, der durch die Betragskennlinien korrigiert wird. Diese Kennlinie realisiert den stromabhängigen Spannungsabfall über der Zusatzdrossel. Eine mathematisch geschlossene Systemanalyse – wie oben für das stark vereinfachte System durchgeführt – muss an dieser Stelle wegen der Komplexität des Gesamtsystems unterbleiben. Deshalb werden nachfolgend einige –zum Teil an der Demonstrationsanlage empirisch ermittelte – Zusammenhänge diskutiert. Da die Korrektur in diesem Fall wegen guter Kompensation der Verluste über der Filterdrossel geringfügig ist, muss die Betragskennliniensteigung flach eingestellt werden. Bei zu großer Kennliniensteigung treten System-schwingungen auf. Außerdem muss bei der Einstellung der Kennlinien auf die sorgfältige Wahl der Spannungs- und Stromreglerparameter geachtet werden. Die gute Dynamik der Regelung wird hier durch die kaskadierte Regelungsstruktur erreicht. Die Strombegrenzung im Kurzschluss und im Überlastfall wird durch Begrenzung des Betrages der Stromsollwertkomponenten innerhalb der Kaskadenregelung gut beherrscht. Das Verlassen des Begrenzungsmodus erfolgt durch automatische Aufhebung der Strombegrenzung durch den Spannungsregler.

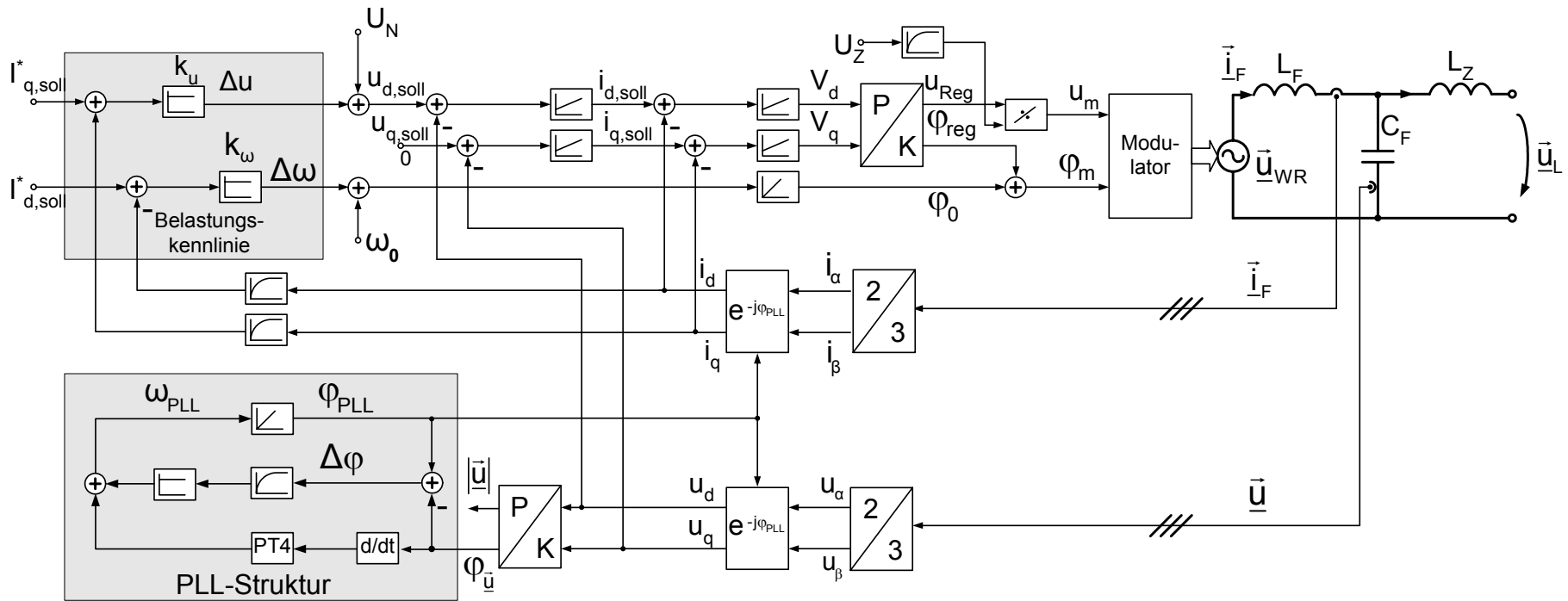


Abb. 4.28

Regelungsstruktur mit Zusatzdrossel

4.2.2 Regelungstopologie ohne Zusatzdrossel

Die Filterkondensatorenspannungen sowie die Wechselrichterströme werden, wie es in Abb. 4.29 zu sehen ist, im natürlichen Koordinatensystem erfasst und mit einem Koordinaten-Wandler in zwei Komponenten (α - β) gewandelt. Diese beiden Komponenten werden jeweils mit Hilfe eines Vektordrehers in zwei bezüglich des umlaufenden Systems ruhende Komponenten (d - q) transformiert. Der für diese Transformation notwendige Winkel wird durch Integration aus der vorhandenen Sollfrequenz berechnet.

Durch diese Vektordrehung entstehen die ruhenden Wirk- und Blindkomponenten der Filterströme. Diese ruhenden Komponenten werden mit einem PT_1 -Glied gefiltert und für die Realisierung der Spannungs- und Frequenzkennlinie verwendet.

Der Spannungssollwert U_N wird mit der aktuellen Amplitudenänderung Δu aus der Spannungskennlinie korrigiert. Die in Signalflussrichtung folgende resultierende Sollspannung wird mit dem Anpassungsfaktor K_{anpass} gewichtet und als Steuervektorbetrag u_m bezeichnet.

Bei dieser Variante der Regelstruktur, d.h. ohne Zusatzdrossel und ohne Spannungs- und Stromregelung, bildet die mit dem P-Regler geregelte Wechselrichterspannung die Sollspannung. Auch in diesem Fall erzeugt die Betragskennlinie einen stromabhängigen Spannungsabfall über der Filterdrossel. Da hier die Verluste über der Filterdrossel sowie die Wechselrichterverluste nicht vollständig durch die Regelung kompensiert werden, muss die Betragskennliniensteigung größer sein als die bei der Variante mit Zusatzdrossel.

Spannungsabfälle über dem LC-Filter werden, wie nachfolgend im Abschnitt 6.1 behandelt, durch Anhebung der Betragskennlinien statisch kompensiert.

Die Dynamik der Regelung wird hier durch die kaskadierte Regelung bestimmt.

Für die Strombegrenzung im Kurzschluss und Überlastfall sowie für das Verlassen des Begrenzungsmodus werden zusätzliche Maßnahmen, die im Abschnitt 6.2 beschrieben sind, getroffen.

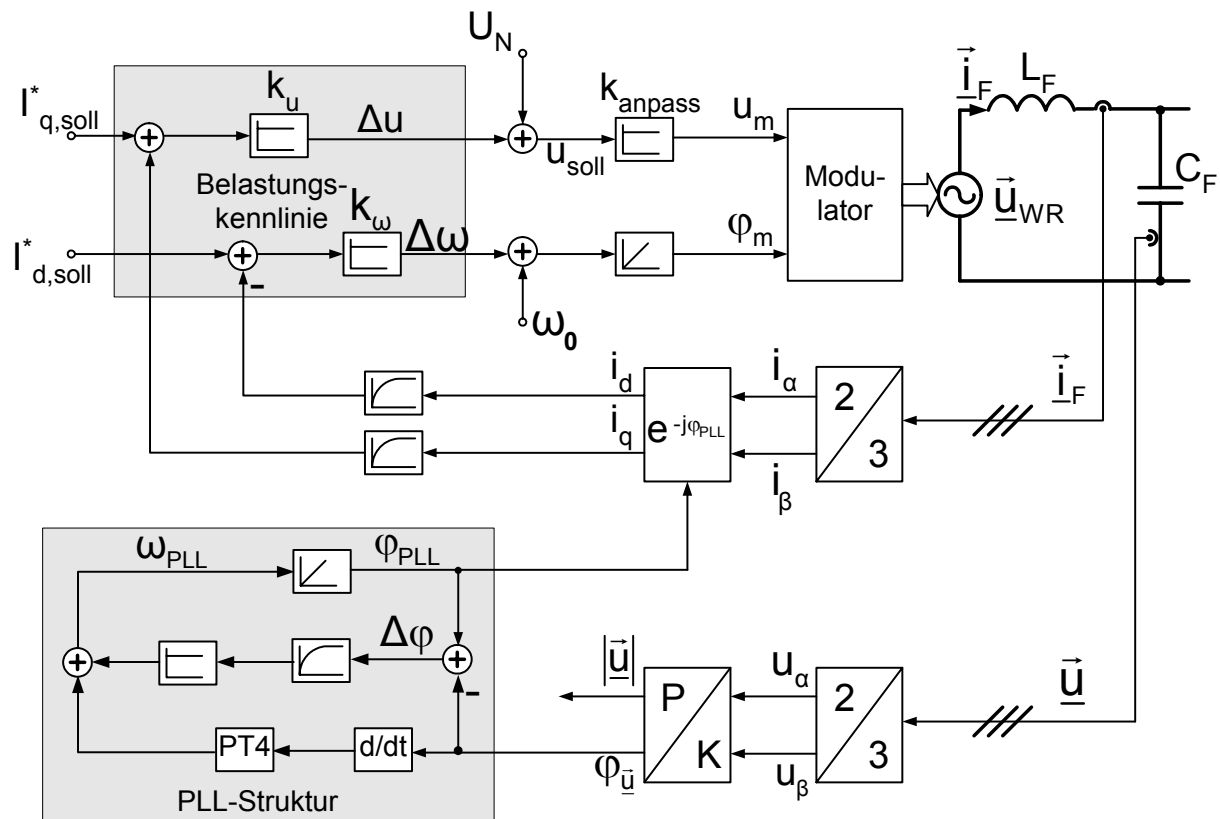


Abb. 4.29

Regelungsstruktur ohne Zusatzdrossel

5. Betrachtung des Kreisstroms anhand der Nullkomponente

5.1 DC-seitige Parallelschaltung der Zwischenkreise

Werden SWR sowohl AC- als auch DC-seitig ohne Potentialtrennung parallelgeschaltet, so kann zwischen den Umrichtern ein Kreisstrom (Nullstrom) gemäß Abb. 2.6 fließen. Die mathematischen Zusammenhänge zur Beschreibung des Phänomens und Maßnahmen zu dessen Verhinderung sollen nachfolgend vertiefend dargelegt werden.

5.1.1 Kreisstrom

5.1.1.1 Theoretische Grundlagen

Das ideale Schalter- und das Mittelwertmodell des Phasenbausteins und der dreiphasigen Brücke für einen WR wurden im Abschnitt 3.2.2 dargelegt. Darauf bauend werden im folgenden die Kreisstromkomponenten behandelt.

5.1.1.2 Pulsfrequente Kreisstromkomponenten

- Theoretische Grundlagen

Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich auf das in Abb. 5.1 dargestellte NKESB. Es charakterisiert ein System, an dem, hier zunächst aus Gründen der Übersichtlichkeit, nur zwei WR beteiligt sind.

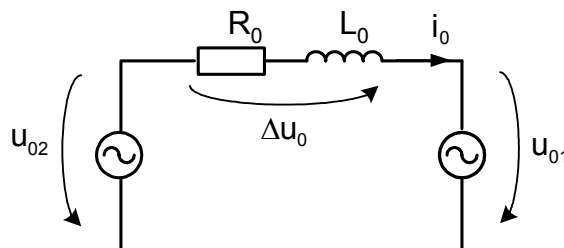


Abb. 5.1

Nullkomponentenersatzschaltbild zweier parallelgeschalteter Spannungswechselrichter

Signifikante Bestandteile des oben abgebildeten NKESB sind die beiden Nullspannungen u_{01} und u_{02} der an der Parallelschaltung beteiligten WR. Diese Spannungen enthalten, wenn sie in den Frequenzbereich transformiert (FFT) werden, mehrere signifikante Spektralkomponenten. In diesem Abschnitt sind die pulsfrequenten Spektralanteile von Interesse. Ihre Eigenschaften werden wesentlich durch die Dreieckfunktionen der Modulatoren beeinflusst. Sind diese Funktionen deckungsgleich, so weisen die beiden Nullspannungen, vorausgesetzt die Steuervektoren der beiden WR sind ebenfalls kongruent, einen identischen Zeitverlauf auf. Die Spannungsdifferenz Δu_0 über der Nullimpedanz verschwindet in diesem Spezialfall. Sie kann demzufolge auch keinen pulsfrequenten Nullstrom treiben.

Maßgebend für die Höhe des transienten Nullstromes ist neben der Spannungsdifferenz auch die Impedanz des Nullstromkreises, wobei hohe Impedanzwerte mit geringen Nullströmen korrelieren und umgekehrt. Durch Verwendung von fünfschenkligen Drosseln für das LC-Filter, bei diesen liegt die Nullimpedanz in der Größenordnung der Mitimpedanz, konnte bereits eine merkliche Impedanzerhöhung erreicht werden. Eine weitere Reduktion des transienten pulsfrequenten Kreisstromes, der bei nicht eingeschwungener Kreisstromregelung auftritt, ist erreichbar, wenn der Sternpunkt der Kondensatoren der LC-Filter mit dem DC-Mittelpunkt der WR, wenn vorhanden, verbunden wird. In diesem Fall sind die Filterkondensatoren ebenfalls ein Bestandteil des NKESB. Sie könnten dann zusätzlich die pulsfrequenten Nullstromkomponenten kurzschließen.

Abschließend soll noch, da für die weiteren Betrachtungen notwendig, ein dem NKESB äquivalentes Bockschalbild entwickelt werden. Gemäß Abb. 5.1 ist es möglich, die nachfolgende Zustandsgleichung aufzustellen:

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{1}{L_0} (\Delta u_0 - R_0 \cdot i_0) \quad (5.1)$$

Transformiert man diese Gl. in den Laplacebereich und berechnet dann die Übertragungsfunktion des sich ergebenden PT₁-Gliedes, so lässt sich folgende Gl. ableiten:

$$G_{L0}(p) = \frac{\frac{1}{R_0}}{1 + \frac{L_0}{R_0} \cdot p} = \frac{K_{R0}}{1 + T_{L0} \cdot p} \quad (5.2)$$

• Regelkreis zur Eliminierung des Nullstromes

Wie oben besprochen kann der pulsfrequente Kreisstrom minimiert werden, wenn es gelingt, die Phasenverschiebung der beiden Dreiecksfunktionen D_1 und D_2 unter Nutzung einer geeigneten Regelungsstruktur auf den Wert Null zu regeln. Abb. 5.2 kennzeichnet die im Versuchsstand implementierte Struktur. Sie enthält mittig zunächst einen Summierer, der die Differenz ΔD der beiden Modulator-Dreieckssignale berechnet. Multipliziert man dieses Signal mit der halben Zwischenkreisspannung u_{ZK} , so ergibt sich im Mittel die Nullspannungsdifferenz Δu_0 .

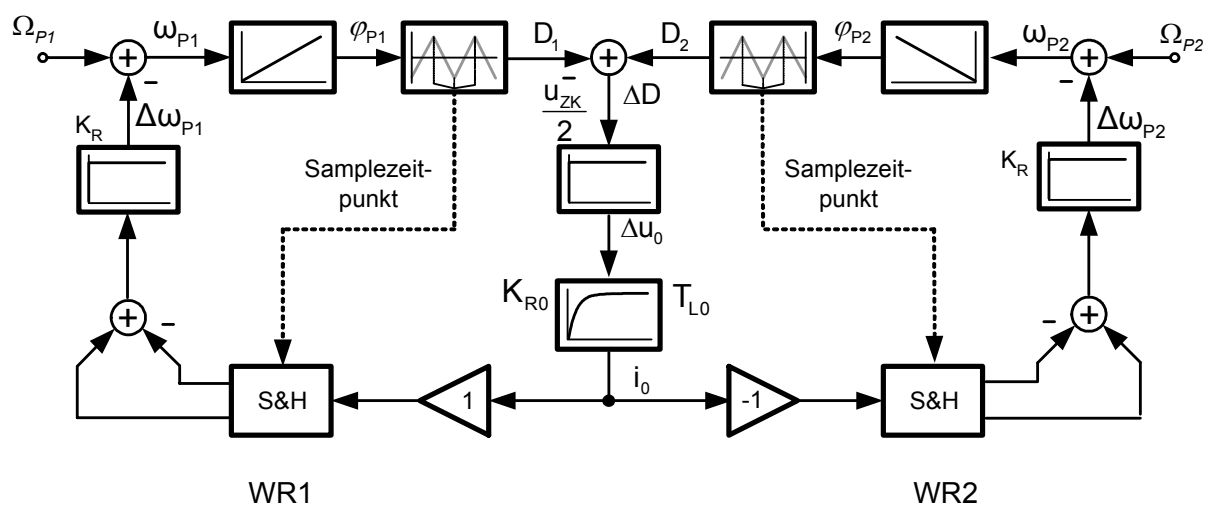


Abb. 5.2

Regelungsstruktur zur Minimierung des pulsrequenten Nullstromes

Diese Spannungsdifferenz wird anschließend einem PT_1 -Glied aufgeschaltet, das das Systemverhalten der Nullimpedanz repräsentiert. Die Parametrierung der Übertragungsfunktion erfolgt dabei in Übereinstimmung mit Gl. (5.2). Am Ausgang des Blockes steht der Nullstrom zur Verfügung. Dieser wird vorzeichenrichtig den Abtast-Haltegliedern der jeweiligen Stromrichter zugeführt, wobei die Vorzeichenwahl gemäß der Einbaurichtung der Stromwandler zu erfolgen hat. Die Abtastung des Kreisstromes geschieht gemäß Abb. 5.2 zum Zeitpunkt des Auftretens der oberen bzw. unteren Spitze des Trägersignals, wobei nur die Differenz der beiden Abtastwerte für die weitere Signalverarbeitung relevant ist. Das Differenzsignal wird anschließend einem P-Regler mit der Verstärkung K_R aufgeschaltet. Er berechnet daraus die Frequenzabweichung $\Delta \omega_p$, die von dem in Signalflussrichtung folgenden

Summierer zur Pulsfrequenz (PWM-Register) des WR's addiert wird. An dieser Stelle ist zu beachten, dass die Pulsfrequenzen Ω_P der beiden WR –bedingt durch die geringfügig voneinander abweichenden Abstimmungsfrequenzen der Quarzoszillatoren - unterschiedlich groß sind. Das generierte Summensignal bildet gemäß der oben gezeigten Abb. die Eingangsgröße eines Integrierers. Dieser bewirkt, dass im stationären Zustand des Systems keine Frequenzabweichung ($\Delta\omega = \omega_{P_1} - \omega_{P_2}$) zwischen den Pulsfrequenzen der beiden WR auftritt. In Signalflossrichtung folgt weiter ein Dreiecksgenerator. Er berechnet, unter Verwendung eines geeigneten Algorithmus, aus dem Integratorausgangssignal das Trägersignal für die Modulatoren der WR.

Diskussionsgegenstand sei nachfolgend noch das dynamische Verhalten der partiell an eine PLL erinnernden Regelstruktur. Bedingt durch das nichtlineare Verhalten der in Abb. 5.2 enthaltenen S&H-Glieder erscheint eine geschlossene mathematische Berechnung des Systemverhaltens schwierig bzw. nur unter Verwendung von geeigneten Näherungsmethoden möglich. Dies gilt insbesondere dann, wenn man zusätzlich noch bedenkt, dass die Abtastzeitpunkte in Abhängigkeit der Phasenlage der Dreieckfunktionen variieren. Aus den oben genannten Gründen wurde daher dieser Weg nicht beschritten. Vielmehr ist das Systemverhalten unter Nutzung eines Simulationsmodells (MATLAB) bestimmt worden, wobei es möglich war, wichtige Systemparameter zu variieren und so deren Einfluss auf das Gesamtsystem simulativ zu untersuchen. Die wichtigsten Ergebnisse dieser Untersuchungen werden in dem folgenden Kapitel separat behandelt.

- **Simulationsergebnisse**

Die Darstellung in Abb. 5.3 kennzeichnet das Einschwingverhalten der Dreiecksgeneratoren gemäß Abb. 5.2, wobei die Abtastung des Nullstromes, wie bereits oben festgestellt, jeweils zum Zeitpunkt des Auftretens der oberen bzw. unteren Spitze des Trägersignals erfolgt. Aus diesen Zeitpunkten resultiert ein optimales Systemverhalten. Entfernt man die Abtastzeitpunkte von diesem Optimum, so ist mit längeren Einschwingzeiten bzw. einer Verschlechterung des Systemverhaltens zu rechnen.

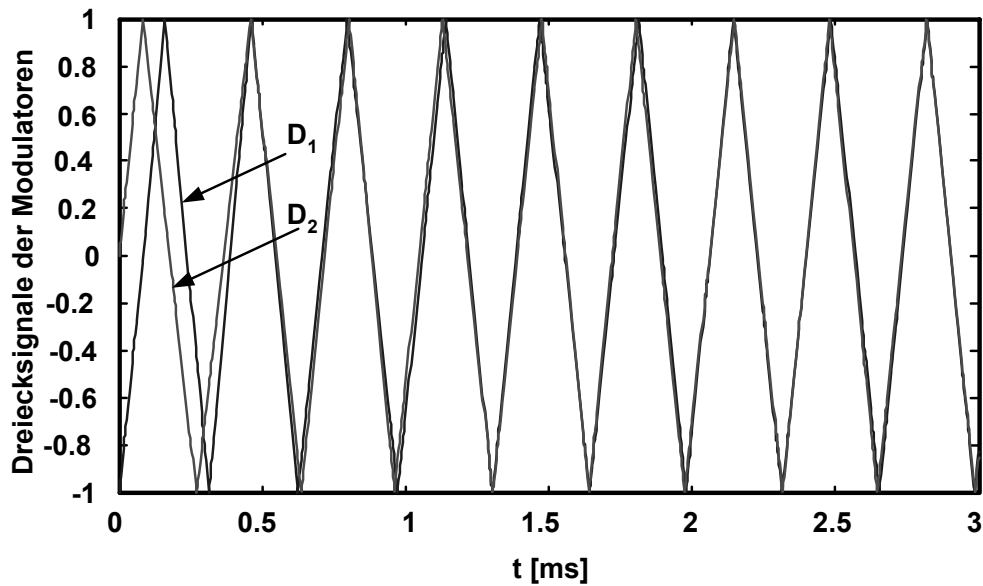


Abb. 5.3

Einschwingvorgang der Dreiecksgeneratoren

Der zeitliche Verlauf des pulsfrequenten Kreisstromes gemäß Abb. 5.4 zeigt den zu dem transienten Vorgang aus Abb. 5.3 korrespondierenden Einschwingvorgang des Nullstromes. Durch ihn wird die oben getroffene Hypothese bestätigt, wonach ein geringer pulsfrequenter Nullstrom mit einer verschwindenden Phasendifferenz der Dreieckssignale ($\Delta D=0$) korreliert.

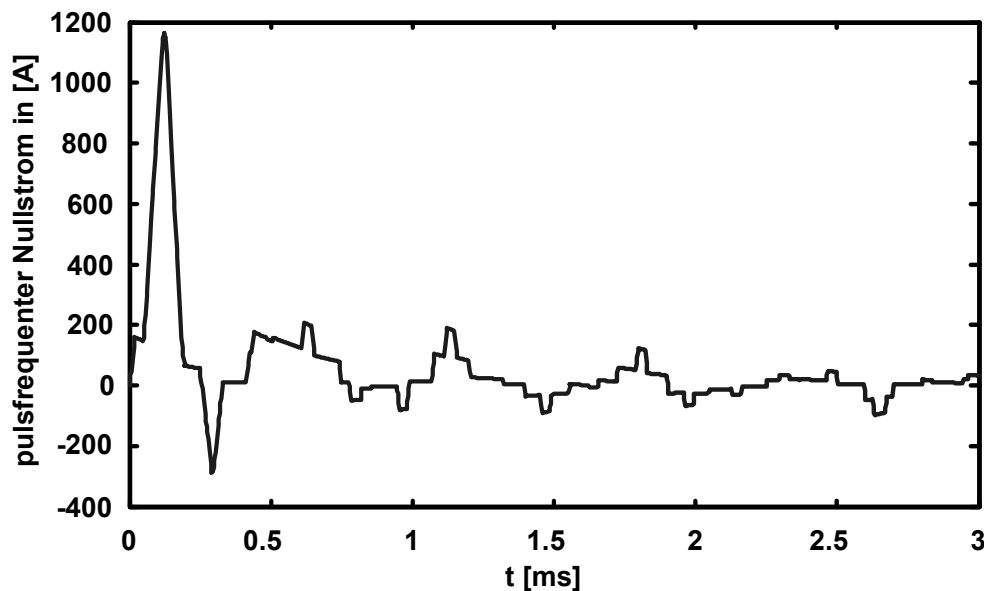


Abb. 5.4

Einschwingvorgang des pulsfrequenten Nullstromes

Abschließend wird eine Konfiguration bestehend aus drei - sowohl AC als auch DC-seitig – parallelgeschalteten WRn untersucht. In diesem Fall können qualitativ ähnliche Aussagen wie im vorhergehenden Abschnitt getroffen werden. Die zu simulierende Regelungsstruktur ist natürlich, bedingt durch den zusätzlichen WR, etwas komplexer. Die grundsätzliche Aussage jedoch, wonach die beste Systemdynamik dann erreichbar ist, wenn die Abtastung der Nullströme zum Zeitpunkt des unteren bzw. des oberen Maximums des Trägersignals erfolgt, bleibt auch in diesem Fall voll gültig. Anhand der nachfolgend gezeigten Darstellung kann das transiente Systemverhalten der aus drei parallelgeschalteten WRn bestehenden Topologie beurteilt werden.

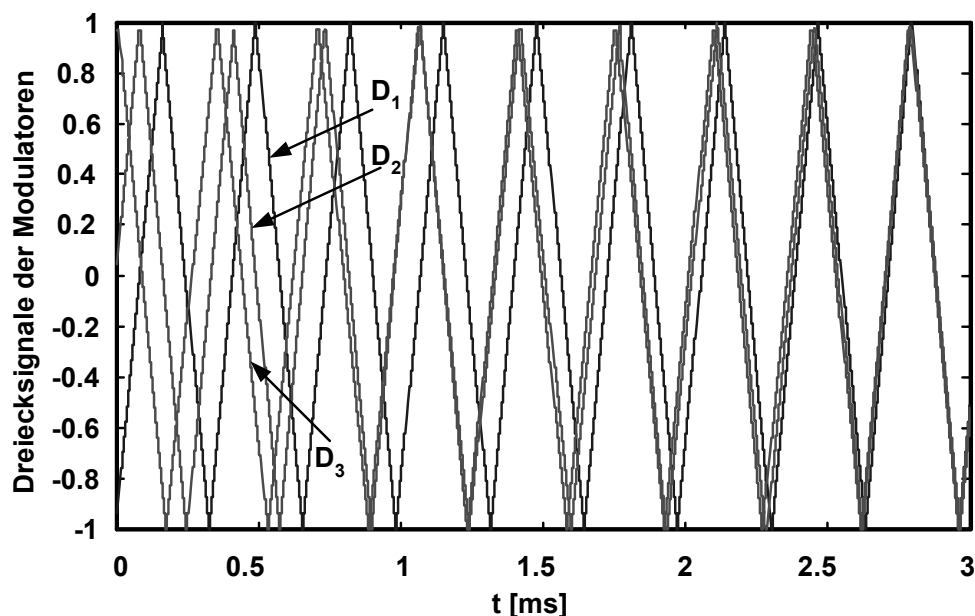


Abb. 5.5

Einschwingvorgang der Dreiecksgeneratoren

5.1.1.3 150Hz Kreisstromkomponenten

Neben den pulsrequenten Anteilen des Nullstromes sind auch andere niederfrequente Anteile (Harmonische) vertreten. Besonders ausgeprägt ist die 150Hz-Komponente, bzw. die 3. Harmonische. Sie entsteht, wenn die treibende Nullspannung ungleich Null ist. Dies kann z.B. durch Unsymmetrie oder durch die Supersinus-Modulation Zustände kommen. In normalen stationären Arbeitspunkten ist der 150Hz Kreisstromanteil nur gering vertreten. Während dynamischer Beanspruchungen der

WR treten diese Anteile verstärkt auf. Für die Eliminierung dieser Komponente muss ein gesondertes Regelungsverfahren gemäß Abb. 5.6 eingesetzt werden.

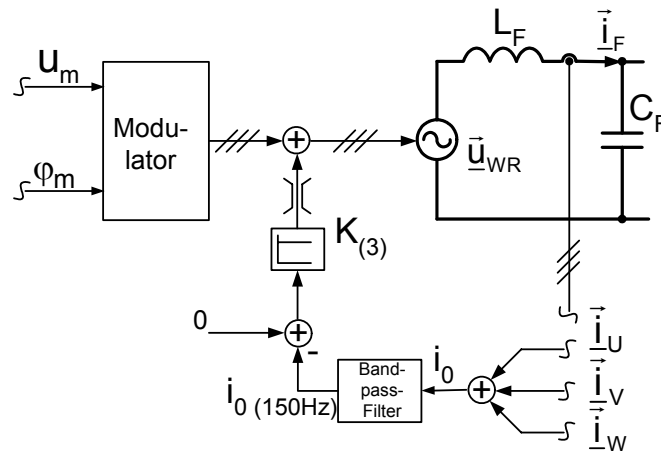


Abb. 5.6

Regelungsprinzip der 150Hz- Nullstromkomponente

Der Nullstrom i_0 wird aus der Summe der drei gemessenen Wechselrichterausgangsströme berechnet. Durch Filterung dieses berechneten Nullstromes i_0 mit einem auf 150 Hz abgestimmten Band-Pass-Filter kann die 150 Hz-Komponente des Nullstromes phasenrichtig ausgefiltert werden. Diese Komponente wird dann, wie in Abb. 5.6 gezeigt, mit einem P-Regler auf den Wert Null geregelt. Der Ausgang des P-Reglers wird begrenzt und anschließend vorzeichenrichtig zu jedem der drei Ausgangssignale des Modulators addiert.

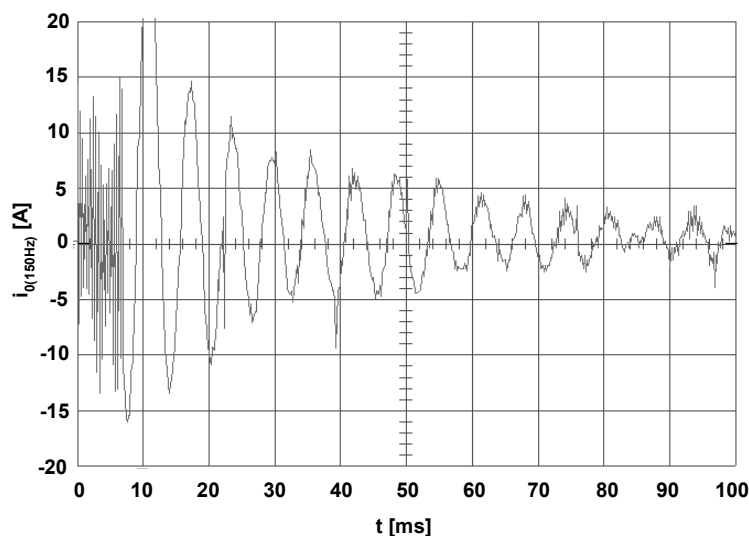


Abb. 5.7

transientes Verhalten der 150Hz-Komponentenregelung

Bedingt durch die Bandbreite des schmalbandigen Bandpassfilters ist die Dynamik der Regelschleife begrenzt. Die kompensatorischen Eigenschaften der Regelschleife im stationären Anlagenzustand verbessern sich jedoch mit zunehmender Schmalbandigkeit des Filters. Demgemäß ist ein Kompromiss zwischen optimalen dynamischen Eigenschaften und stationärer Genauigkeit der Regelschleife zu finden.

Zur Beurteilung der Dynamik der 150Hz-Komponentenregelung wird das transiente Verhalten im Synchronisationsmoment zweier WR gemäß Abb. 5.7 dargestellt.

6. Praktische Umsetzung der ausgewählten Regelverfahren

6.1 Statische und dynamische Spannungsabfälle

Der Spannungsabfall über der Filterdrossel ist bei der Variante mit Zusatzdrossel durch die harte Regelung der Ströme und Spannungen kompensiert. Das Problem der statischen Spannungsabfälle verlagert sich auf die Zusatzdrossel.

Bedingt durch die fehlende Spannungsregelung ist bei der gegenwärtigen Systemtopologie, d.h. Topologie ohne Zusatzdrossel, im stationären Zustand mit Spannungsabfällen über dem LC-Filter zu rechnen. Da diese, insbesondere bei Vollast, die zulässigen Grenzen übersteigen, müssen sie durch Aufschaltung geeigneter laststromabhängiger Spannungskomponenten auf das zulässige Maß reduziert werden. Die zum Verständnis dieser Aufschaltung notwendigen theoretischen Zusammenhänge sollen zunächst kurz umrissen werden.

6.1.1 Theoretische Grundlagen

Untersuchungsgegenstand sei nachfolgend das in Abb. 6.1 enthaltene RVESB eines SWR's mit LC-Filter. Ohne die Allgemeingültigkeit der Untersuchungsergebnisse einzuschränken kann künftig mit dem Mittelwertmodell des SWR's gearbeitet werden. Der stationäre Zustand des RVESB's wird in diesem speziellen Fall ausschließlich durch die Grundswingungskomponenten der Zustandsgrößen wiedergegeben.

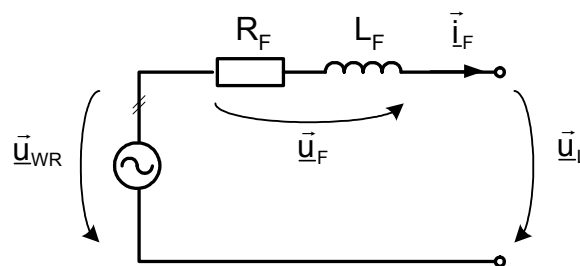


Abb. 6.1

Raumvektorsatzschaltbild eines Spannungswechselrichters mit LC-Filter

Durch Anwendung des Maschensatzes auf das in Abb. 6.1 dargestellte Netzwerk gelingt es, die nachfolgende Gl. abzuleiten:

$$\vec{u}_{WR} = u_{WRg} + j u_{WR\beta} = \vec{u}_F + \vec{u}_L = R_F \cdot \vec{i}_F + L_F \cdot \dot{\vec{i}}_F + \vec{u}_L \quad (6.1)$$

Mit ihr sind bereits Aussagen über den Spannungsabfall, den der LC-Filter verursacht, möglich. Allerdings ist es für die nachfolgende Argumentation zweckmäßig die rotierenden Raumvektoren gemäß Gl. (6.1) einer Koordinatentransformation zu unterziehen. Eine Analyse der Schaltungstopologie der Parallelschaltung führt zu dem Resultat, dass ein Koordinatensystem, welches mit dem zeitvarianten Winkel der Wechselrichterspannung umläuft (vgl. Gl.(6.2)) am besten für die beabsichtigte Untersuchung geeignet ist. Betrachtet man die Wechselrichterspannung in Polarkoordinaten, so lässt sich dieser zeitvariante Winkel leicht bestimmen:

$$\vec{u}_{WR} = |\vec{u}_{WR}| \cdot \exp(j\varphi_{\vec{u}_{WR}}(t)) \quad \text{mit} \quad \varphi_{\vec{u}_{WR}}(t) = \omega_1 \cdot t + \Delta\varphi(t) \quad (6.2)$$

In Anlehnung an die in der Praxis oft gebrauchte Parktransformation, bei der das Bezugskoordinatensystem, im Gegensatz zu dem hier diskutierten Fall, mit der Kreisfrequenz der Grundschiwingung ω_1 rotiert, werden auch an dieser Stelle nachfolgend die Komponenten der transformierten Vektoren mit d bzw. q gekennzeichnet. Diese Komponenten besitzen ebenfalls, ähnlich wie bei der Parktransformation, im stationären Zustand eine Gleichkomponente, die mit den Amplituden der rotierenden Vektoren in Zusammenhang steht. Unter Beachtung der oben getroffenen Aussagen lässt sich der transformierte Filterstromvektor folgendermaßen darstellen:

$$\vec{i}'_F = \vec{i}_F \cdot \exp(-j\varphi_{\vec{u}_{WR}}) = i_{F_d} + j i_{F_q} \quad (6.3)$$

Um die Gl. (6.1) in das umlaufende Koordinatensystem zu transformieren, ist der zu Identität (6.3) inverse Zusammenhang zu bestimmen und in diese einzufügen. Beachtet man dabei, dass

$$\dot{\vec{i}}_F = \frac{d\vec{i}_F}{dt} = \left(\dot{\vec{i}}'_F + j\dot{\varphi}_{\vec{u}_{WR}} \cdot \vec{i}'_F \right) \cdot \exp(j\varphi_{\vec{u}_{WR}}) \quad \text{mit} \quad \dot{\varphi}_{\vec{u}_{WR}} = \omega_1 + \Delta\dot{\varphi} \quad (6.4)$$

ist, so resultiert:

$$|\vec{u}_{WR}| = R_F \cdot \vec{i}'_F + L_F \left(\dot{\vec{i}}'_F + j\dot{\varphi}_{\vec{u}_{WR}} \cdot \vec{i}'_F \right) + \vec{u}_L \quad (6.5)$$

Zum Zwecke einer erhöhten Übersichtlichkeit ist es ratsam, den Real- vom Imaginärteil der Gl. (6.5) zu separieren. Auf diese Weise erhält man folgende Zusammenhänge:

$$|u_{WR}| = R_F \cdot i_{F_d} + L_F \cdot \dot{i}_{F_d} - L_F \cdot \dot{\varphi}_{u_{WR}} \cdot i_{F_q} + u_{L_d}, \quad (6.6)$$

$$0 = R_F \cdot i_{F_q} + L_F \cdot \dot{i}_{F_q} + L_F \cdot \dot{\varphi}_{u_{WR}} \cdot i_{F_d} + u_{L_q} \quad (6.7)$$

Gegenstand der Betrachtungen sei im folgenden der stationäre Zustand der Topologie gemäß Abb. 6.1. In diesem werden zunächst die zeitlichen Ableitungen der Systemgrößen i_{F_d} und i_{F_q} , die dort als reine Gleichgrößen in Erscheinung treten, aus den Gl. (6.6) und (6.7) zu Null. Des weiteren verschwindet die zeitliche Änderung der Systemgröße $\Delta\varphi$ gemäß Gl. (6.2). Laut Identität (6.4) tritt demzufolge nur noch die Größe ω_1 im stationären Zustand auf. Nach Umstellung der Gln. Gl. (6.6) und (6.7) nach den nun stationären Komponenten der Lastspannung, diese werden deshalb durch Großbuchstaben gekennzeichnet, und unter Berücksichtigung der vorstehend getroffenen Aussagen ergibt sich:

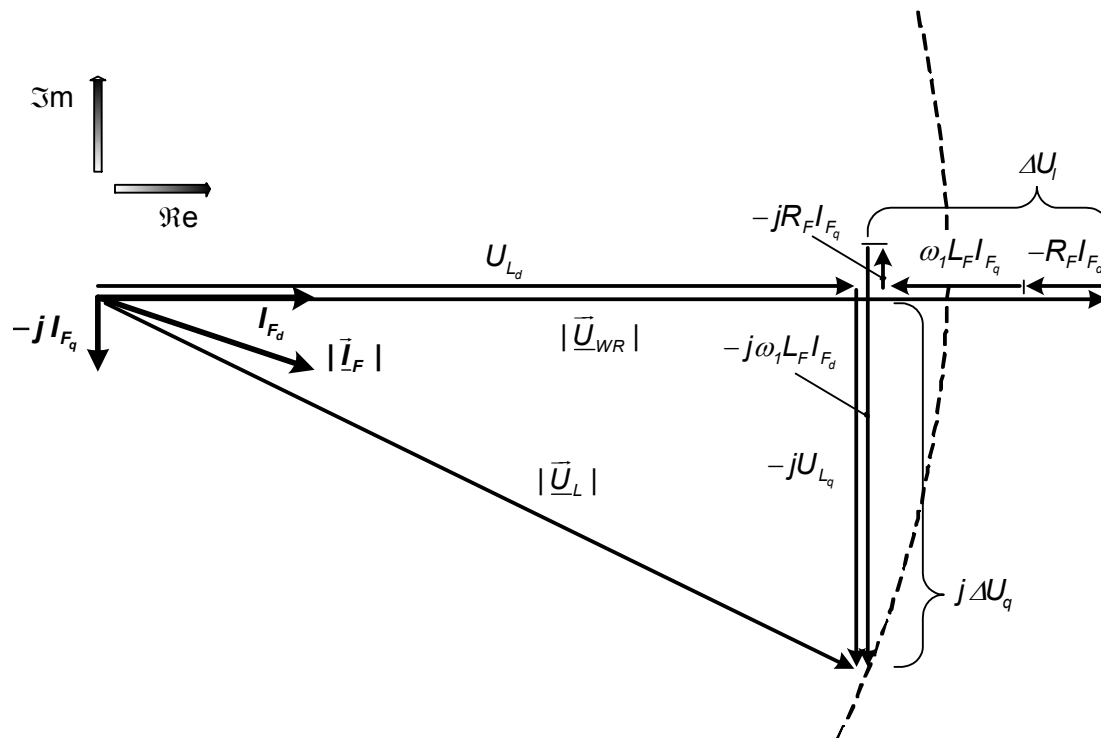
$$U_{L_d} = |U_{WR}| - R_F \cdot I_{F_d} + \omega_1 \cdot L_F \cdot I_{F_q} = |U_{WR}| + \Delta U_L, \quad (6.8)$$

$$U_{L_q} = -R_F \cdot I_{F_q} - \omega_1 \cdot L_F \cdot I_{F_d} = \Delta U_q. \quad (6.9)$$

Nach Aussage der Gln. (6.8) und (6.9) ist es möglich, den stationären Spannungsabfall über dem LC-Filter in zwei orthogonale Komponenten zu zerlegen. In Anlehnung an die in der Elektrischen Energietechnik üblichen Bezeichnungen wird auch hier der Realteil mit Längs- und der Imaginärteil mit Querspannungsabfall bezeichnet.

$$\vec{I}_F = I_{F_d} - j I_{F_q}. \quad (6.10)$$

Führt man nun noch einen ohmsch-induktiven Filterstrom gemäß Gl. (6.10) ein, so lässt sich das stationäre Verhalten des Systems durch das in Abb. 6.2 enthaltene Zeigerbild charakterisieren.


Abb. 6.2

Zeigerbild zur Charakterisierung des stationären Verhaltens eines SWR's mit LC-Filter

Gegenstand der folgenden Diskussion sei im weiteren das Zeigerbild gemäß Abb. 6.2. Unter Beachtung technischer Gesichtspunkte –in der Normung sind ausschließlich verbindliche Vorgaben zum Betrag der Lastspannung enthalten– stellt sich nun die eingangs diskutierte Problematik, Kompensation der stationären Spannungsabfälle, folgendermaßen dar. Durch Aufschaltung von geeigneten Komponenten auf die Wechselrichterspannung muss der Betrag der Lastspannung so beeinflusst werden, dass er nach Möglichkeit stromunabhängig und nur geringfügig vom Betrag der Wechselrichterspannung abweicht. Nach Aussage des oben dargestellten Zeigerbildes ist diese Forderung am ehesten durch Kompensation des Längsspannungsabfalls zu erfüllen. Der Querspannungsabfall trägt hingegen nur unwesentlich zur Verminderung des Lastspannungsbetrages bei. Gemäß Gl. (6.8) ist zur Kompensation des Längsspannungsabfalls sowohl eine vorzeichenrichtige Aufschaltung einer vom Strom i_{F_d} als auch einer vom Strom i_{F_q} abhängigen Komponente notwendig. Die zuletzt genannte Komponente steht jedoch, bedingt durch die Parallelschaltung der WR, nicht mehr als freier Parameter zur Verfügung. Sie ist

vielmehr im Gesamtsystem unter dem Namen $k_u \cdot i_{F_q}$ für die Blindstromaufteilung zwischen den am Gesamtsystem beteiligten WRn zuständig. Entsprechend des vorstehend aufgezeigten Zusammenhanges besitzt der Faktor k_u einen ambivalenten Charakter. Für eine optimale Blindstromaufteilung muss der Faktor positiv gewählt werden, wobei größere Werte eine verbesserte Aufteilung ergeben. Dies führt jedoch in Gegenzug zu einer Vergrößerung des stationären Spannungsabfalls. Wählt man jedoch, wie es gemäß Gl. (6.8) zur Kompensation der stationären Betragsdifferenz zwischen WR und Lastspannung notwendig ist, einen negativen Faktor k_u , so verschlechtert sich die Blindstromaufteilung und führt letztlich zur Instabilität des Gesamtsystems. Mithin steht zur Kompensation des Spannungsabfalls lediglich die Komponente $k_R \cdot i_{F_d}$, nachfolgend als Wirkstromkomponente bezeichnet, zur Verfügung, wobei der Faktor k_R gemäß Gl. (6.8) positiv zu wählen ist.

6.1.2 Praktische Umsetzung des Verfahrens

Basierend auf den oben dargelegten theoretischen Erkenntnissen wurden die favorisierten Topologien in das Demonstrationssystem implementiert und auf Eignung getestet. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen werden nachfolgend kurz umrissen.

6.1.2.1 Direkte Aufschaltung der Wirkstromkomponente auf den Betragswert der Wechselrichterspannung

Wie aus den theoretischen Überlegungen des vorstehenden Kapitels folgt, ist als einfachste Maßnahme zur Betragserhöhung der Lastspannung die direkte Aufschaltung der Komponente $K_R \cdot i_{F_d}$ auf den Betrag der Wechselrichterspannung möglich. In Abb. 6.3 wird die strukturelle Veränderung der Schaltungstopologie, die zur Umsetzung des Verfahrens notwendig ist, kurz skizziert.

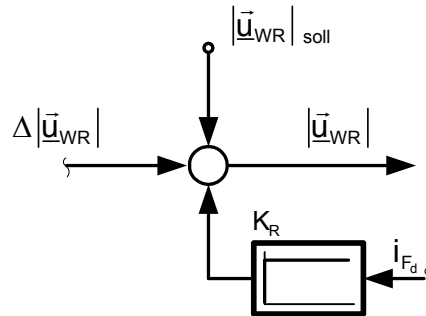


Abb. 6.3

Ausschnitt aus der Schaltungstopologie zur direkten Aufschaltung der Wirkstromkomponente

Sowohl durch Simulationen als auch durch Experimente am Versuchsstand konnte die Wirksamkeit des Verfahrens nachgewiesen werden. Zur Parametrierung des Faktors K_R empfiehlt der Autor die empirische Vorgehensweise, da die Systemverluste verteilt sind (Wechselrichterverluste, Verluste der passiven Bauelemente usw.) und somit der genaue Wert des Widerstandes R_F unbekannt ist. Der Faktor K_R ist dabei solange zu steigern, bis die maximalmögliche Kompensation des Spannungsabfalls bei gleichzeitig ausreichender Stabilitätsreserve des Gesamtsystems erreicht ist.

6.1.2.2 Direkte Regelung des Betrages der Spannung über dem Filterkondensator (Kennlinienanhebung)

Bedingt durch die Topologie des Demonstrationssystems, wo der Raumzeiger der Spannung über dem Filterkondensator durch eine explizit implementierte Spannungsmessung zur Verfügung steht, ist auch eine direkte Regelung des Betrages der Spannung über dem Filterkondensator möglich. Die folgende Abbildung kennzeichnet skizzenhaft die wesentlichen Strukturmerkmale dieser Variante.

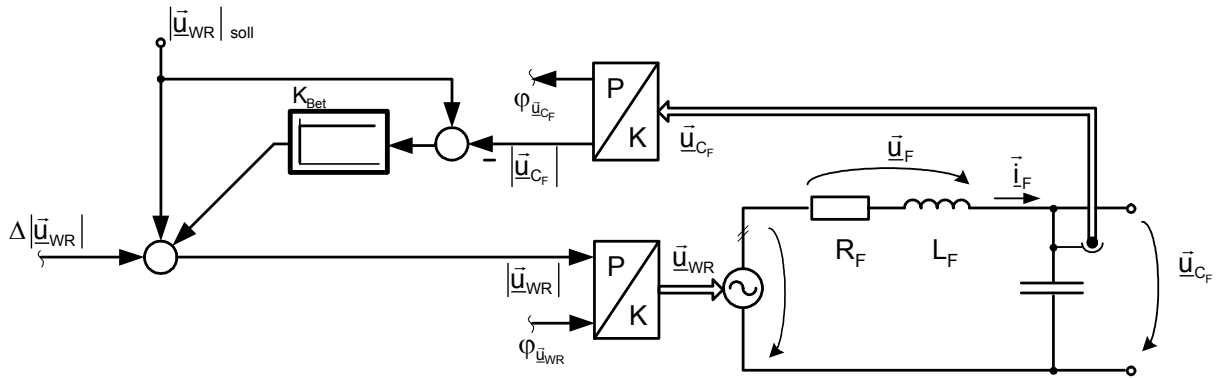


Abb. 6.4

Signifikante Strukturmerkmale der Topologie mit direkter Regelung des Betrags der Filterkondensatorspannung

Die Wirksamkeit der Topologie gemäß Abb. 6.4 konnte experimentell nachgewiesen werden. Die Ergebnisse waren durchaus mit denen, die mit der Variante im Abschnitt 6.1.2.1 erzielt wurden, identisch. Bei neueren Untersuchungen wurden gegenüber dieser Variante leicht verbesserte Eigenschaften festgestellt. Die Eignung dieser Topologie für den Strombegrenzungsmodus wurde inzwischen vertiefend untersucht und konnte experimentell bestätigt werden. Aufgrund der nachgewiesenen besseren Eigenschaften wird daher diese Variante favorisiert. Sowohl die statischen als auch die dynamischen Anforderungen werden durch die Topologie gemäß Abb. 6.4 erfüllt.

6.2 Kurzschluss und Überlast

Für lang andauernde Überströme wird über die Auswertung der Temperatur der Leistungshalbleiter eine Überlastung verhindert. Bei Kurzschlüssen müssen die Hard- und Softwarekomparatoren ausreichenden Schutz bieten.

Ein offenes Problem des Überstromschutzes bilden Verbraucher mit hohen Anlaufströmen, z.B. große Asynchronmaschinen. In diesem Fall muss durch eine schnelle Spannungsabsenkung der Anlaufstrom unter einen kritischen Wert gebracht werden, damit sich das System nicht abschaltet. Muss ein Motorschutzschalter ausgelöst werden, ist eine solche Strombegrenzung ebenfalls notwendig, um nach der Abschaltung des Schalters einen ungestörten Betrieb zu gewährleisten.

Für solche kurzzeitigen Überströme einzelner WR wird im folgenden ein implementierter Schutzmechanismus, der in Abb. 6.6 und Abb. 6.7 dargestellt ist, beschrieben.

Ziel der Strombegrenzung ist es, sowohl bei einem satten Kurzschluss - der Betrag der Filterspannung beträgt hier nur einige Volt - als auch bei dem Schweranlauf eines Motors - wobei der Betrag der Filterspannung ca. 100V beträgt -, nach Überschreitung einer einstellbaren Stromgrenze den Betrag der Filterspannung soweit abzusenken, dass ein maximalzulässiger Strom nicht überschritten wird.

Es können folgende Forderungen zur Strombegrenzung formuliert werden:

- In Abhängigkeit der Lastcharakteristik muss der Spannungswert für den Betrag der Filterspannung schnell abgesenkt werden, um den Strom zu begrenzen.
- Bei einem satten Kurzschluss muss der Betrag der Filterspannung gemäß Abb. 6.5 sehr schnell bis auf Null gebracht werden, während bei einer Überlastung bzw. bei einem Motoranlauf, wie in Abb. 6.8 dargestellt, der Betrag der Filterspannung nur bedingt abgesenkt werden muss.
- Der Betrag der Filterspannung soll, nach Maßgabe des maximal zulässigen Stromes, nur möglichst kurz und nur möglichst wenig abgesenkt werden.
- Eine generelle Absenkung des Betrages der Filterspannung auf nahe Null ist wegen des für alle Verbraucher wirksamen Spannungseinbruchs nicht sinnvoll. Nur für den satten Kurzschluss und zum Auslösen eines Motorstromschutzschalters ist dieser Fall zulässig.
- Eine Ausgabe des Spannungswerts Null, d. h. das Umschalten des Wertes Null auf den Modulator, ist nicht zulässig, da das wie ein satter Kurzschluss im System wirkt. Damit werden alle parallelen WR auf diesen Kurzschluss speisen und deren Strom steigt über die zulässige Stromgrenze.

• Überstromerkennung

Im normalen Betrieb der WR, d.h. unterhalb der Strombegrenzung, liegt der Betrag der Filterströme weitgehend unter der Stromgrenze. Beim Überlasten des WR's steigt der Betrag an und überschreitet diese Stromgrenze.

Eine ständige Überwachung des Stromanstiegs ist ohne Filterung wegen der starken

Istwertschwankungen nicht möglich.

Eine Filterung des Stromanstiegs ist zu langsam, um eine effiziente Erfassung des Stromanstiegs zu ermöglichen.

Durch mehrmaliges Messen des Betrags der Filterströme in kleinen Zeitabständen z.B. innerhalb einer Pulsperiode kann der Momentanwert des Strombetrages überwacht, mit einer Stromgrenze verglichen und somit den Überstromfall erkannt werden.

Die Strombegrenzung in den Überlastfällen lassen sich bezüglich der Geschwindigkeit, mit der die Stromüberlastung einsetzt, in 2 Arten aufteilen:

1. langsame Strombegrenzung (Stromanstieg langsam bezüglich der Regelungsgeschwindigkeit)
2. schnelle Strombegrenzung (Stromanstieg schnell bezüglich der Regelungsgeschwindigkeit)

- **Schnelle Strombegrenzung**

Bei einer schnellen Strombegrenzung, z.B. bei einem satten Kurzschluss gemäß Abb. 6.5, sind folgende Zusammenhänge in die Überlegungen zum Schutzkonzept einzubeziehen:

- Eine schnelle Strombegrenzung kann nur durch eine Pulssperre erreicht werden, da in diesem Fall die Verbraucher keine Energielieferung mehr bekommen.
- Rotierende Maschinen können als Energiespeicher wirken und den Stromabfall verzögern.
- Bei Einsetzen der Pulssperre muss beachtet werden, dass das LC-Filter schwingungsfähig ist und auch bei Einsetzen der Pulssperre der Strom entsprechend der Resonanzfrequenz des LC-Filters und dem Einsatzzeitpunkt der Pulssperre weiter steigen kann. Messungen bestätigen diesen Fall.
- Das Ansprechen der Strombegrenzung wird durch die Zeitkonstante der Stromfilterung des Istwertes und die Ansprechschwelle der Hardwarekomparatoren bestimmt. Je näher die Stromschwelle für das Ansprechen der Pulssperre an der Schaltschwelle der Hardwarekomparatoren liegt, um so seltener wird die Pulssperre aktiviert, aber um so häufiger kommt es zum Abschalten des Systems durch das Ansprechen der Hardwarekompa-

ratoren aufgrund von Störungen in der Messung. Daher muss ein Kompromiss bei der Auswahl der Stromschwellen gefunden werden.

Im Falle eines Kurzschlusses steigt der Betrag der Filterströme so schnell an, dass die Regelung nicht schnell genug reagieren kann. Deswegen wird der sehr schnell ansteigende Betrag der Filterströme mit einer anderen Stromschwelle, über die eine Sperrung der Ansteuerimpulse erfolgt, verglichen.

Durch eine derartige Pulssperre wird erreicht, dass der Betrag der Filterströme drastisch herabgesetzt wird und der Sollwert des Betrages der Filterspannung bis auf Null absinkt (Abb. 6.5). Dadurch wird eine Abschaltung des Systems wegen eines hohen Überstromes verhindert. Gleichzeitig werden spezielle Regulationsmaßnahmen durchgeführt. Die in den Abb. 6.5 und Abb. 6.8 dargestellten Spannungs- und Stromverläufe wurden mit Hilfe des Simulationsprogramms DIGSIM (siehe Anhang 9.1) simuliert. Für die Variante mit Zusatzdrossel werden gemäß Abb. 6.6 bei Erkennung einer schnell steigenden Filterstromkomponente (d- oder q-Komponente) die Rampe des Spannungssollwertes mit einer sehr kleinen Zeitkonstante k_1 herabgesetzt und die I-Anteile der u_d – und i_q – PI-Regler auf Null gesetzt. Der I-Anteil des i_d – PI-Reglers wird in einigen Schritten (z.B. halbierend) auf Null gebracht, damit es zu einer sanften Spannungsabsenkung kommt.

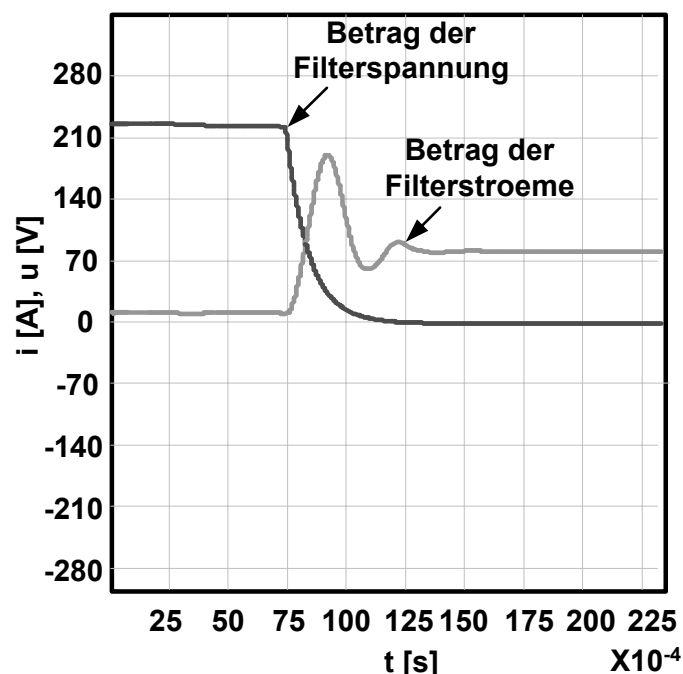


Abb. 6.5

Zeitliche Strom- und Spannungsverläufe bei einem Kurzschluss

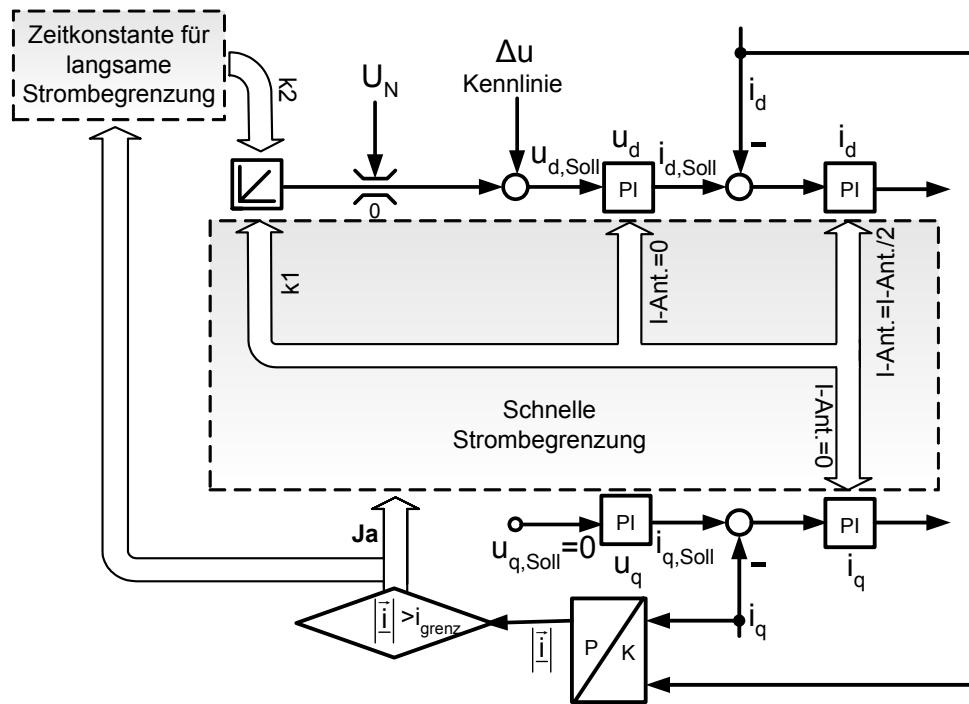


Abb. 6.6

Schema der Überstromregelung mit Zusatzdrossel

Für die Variante ohne Zusatzdrossel und ohne unterlagerte Stromregelung werden gemäß Abb. 6.7 die Reglerparameter des i_{grenz} – PI-Reglers so eingestellt, dass die Regeldynamik so groß wie möglich wird. Ist der Betrag der Filterströme unter die Stromgrenze gesunken, so werden die Impulse wieder freigegeben und das System tritt in den normalen Strombegrenzungsmodus über.

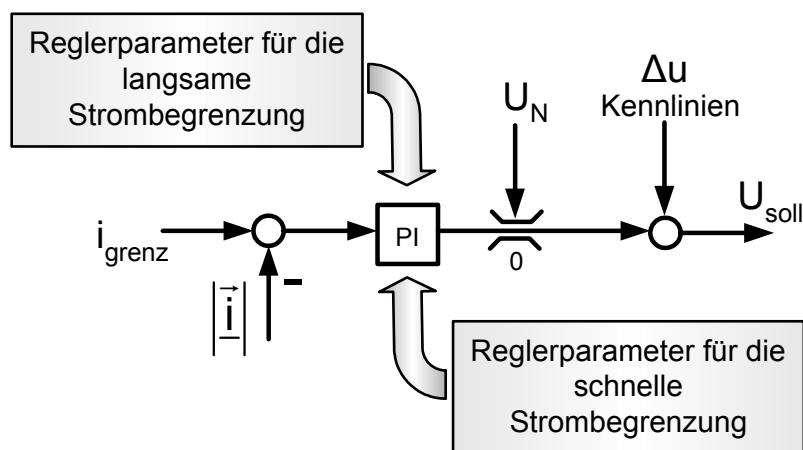


Abb. 6.7

Prinzip der Strombegrenzung ohne Zusatzdrossel

- **langsame Strombegrenzung**

Bei einer Überlast steigt der Betrag der Filterströme $|\vec{i}|$ bzw. die Filterstromkomponenten i_d und i_q relativ langsam an und überschreitet die gesetzte Stromgrenze, so dass bei der Variante mit Zusatzdrossel gemäß Abb. 6.6 die Sollspannungsrampe relativ langsam herabgesetzt wird. Die Sollwerte der unterlagerten Stromregler, d.h. die Ausgangsgrößen der Spannungsregler, werden dadurch kleiner. Der Betrag der Filterströme sinkt ab und unterschreitet diese Stromschwelle. In diesem Moment wird der Spannungssollwert aufwärtsintegriert bis der Strombetrag die Stromgrenze überschreitet. Zur Verhinderung der Schaltschwingungen wird eine weitere Stromgrenze eingeführt und somit eine Hysterese-Regelschleife gebildet.

Bei der Variante ohne Zusatzdrossel wird bei einer Überlast der Sollwert des Filterspannungsbetrags solange herabgesetzt, bis sich ein Spannungsbetragswert einstellt, der dem geregelten Betrag der Filterströme entspricht. Abb. 6.8 zeigt simulativ eine Überlastung des Systems mit eingreifender Strombegrenzung.

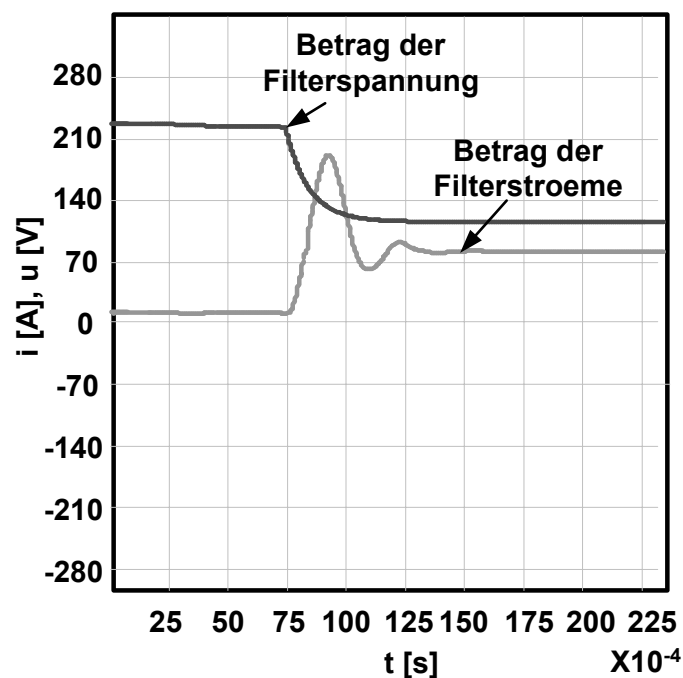


Abb. 6.8

Zeitliche Strom- und Spannungsverläufe bei einer Überlast

Bei Entlastung des WR's unterschreitet der Betrag der Filterströme die Stromgrenze und der Strombegrenzungsmodus wird verlassen. Dabei wird der Sollwert des Spannungsbetrages zur Vermeidung unerwünschter Ausgleichvorgänge durch eine Rampenfunktion (Integralverhalten) begrenzend auf seinen Nennwert gebracht.

- **Verlassen der Strombegrenzung**

Dieses Problem tritt bei der Variante mit Zusatzdrossel nicht auf, da beim Verlassen des Begrenzungsmodus eine automatische Aufhebung der Strombegrenzung durch den Spannungsregler erfolgt.

Bei der Variante ohne Zusatzdrossel wird beim Verlassen des Begrenzungsmodus der WR Spannungssollwert nach einer Rampenfunktion mit einer einstellbaren Zeitkonstante erhöht. Diese Anstiegsrampe bewirkt einen begrenzten linearen Anstieg des Spannungssollwertes. Dadurch wird ein stabiles Verhalten der parallelgeschalteten WR erreicht. Sollten die WR zeitversetzt die Strombegrenzung verlassen, bleibt der Spannungsunterschied, der den Ausgleichstrom hervorruft, konstant. Demzufolge bleibt der Ausgleichstrom begrenzt. Die Zeitkonstante, mit der die Anstiegsrampe realisiert wird, muss so gewählt werden, dass beim Verlassen der Strombegrenzung die Verbraucherspannung möglichst schnell ihren Nennwert erreicht und gleichzeitig ein stabiler Übergang zum Normalbetrieb erfolgt.

Ohne eine solche Anstiegsbegrenzung oder bei zu kleiner Zeitkonstante der Anstiegsrampe überschreiten die Ausgleichströme die Stromgrenzen. Das führt dazu, dass die Strombegrenzung immer wieder spricht.

6.3 Phasen- und Amplitudensynchronisation

Beim Parallelbetrieb der WR müssen sowohl die Amplituden als auch die Frequenzen aller beteiligten WR synchron sein bzw. synchronisiert werden. Ohne diese Synchronisation treten beim Zuschalten der WR sehr hohe Ausgleichstromspitzen auf. Außerdem laufen die Phasenlage der WR auseinander. Abb. 6.9 zeigt beispielhaft zwei Spannungsquellen (WR), die miteinander sowohl AC-seitig über eine Drossel ($L=600\text{mH}$) und einem ohmschen Widerstand ($R=10\text{m}\Omega$) als auch DC-seitig parallel verbunden sind. Die Herleitung des Ausgleichstromes i_0 in Abhängigkeit der treibenden Spannung Δu_0 wurde im Abschnitt 5.1.1.2 durchgeführt. Da in der Praxis die Spannungsquellen nicht die exakt gleiche Amplitude und Frequenz haben, ist der

Ausgleichstrom nicht Null. Bei einem Frequenzunterschied von 0.01 Hz und gleicher Amplitude der Spannungsquellen laufen die WR wie in der Abb. 6.9 dargestellt auseinander. Bei einem Amplitudenunterschied aber bei gleichen Frequenzen fließt ein Ausgleichstrom wie in Abb. 6.10 dargestellt.

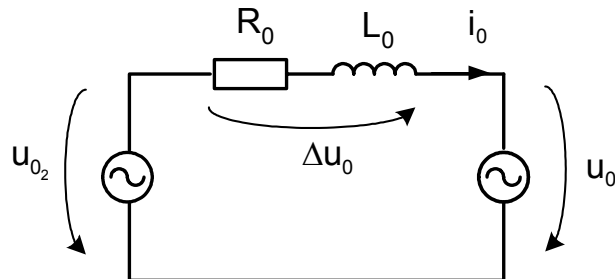


Abb. 6.9

Einphasiges Ersatzschaltbild zweier AC-und DC-seitig parallelgeschalteter Spannungsquellen

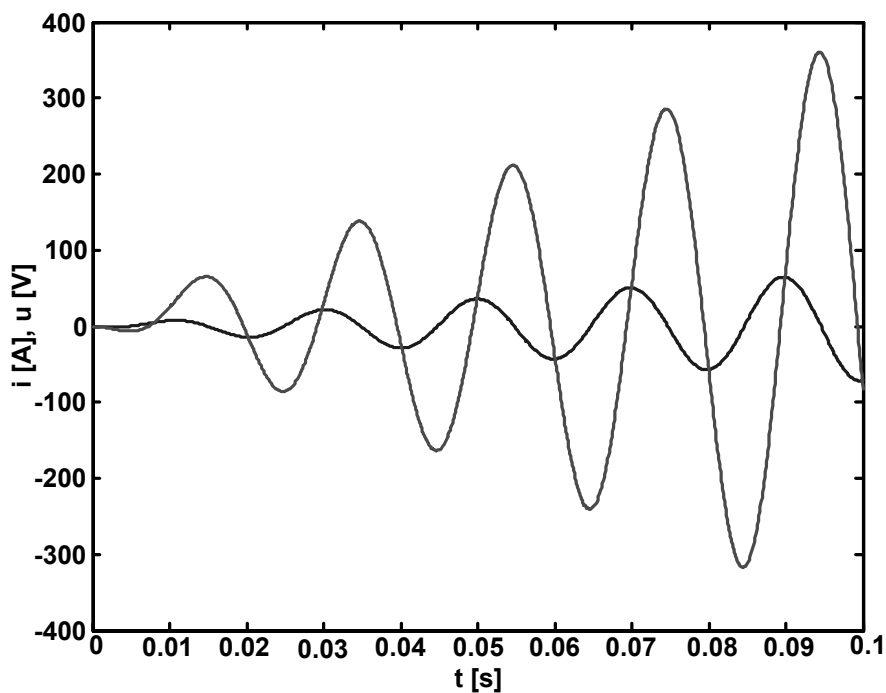


Abb. 6.10

Zeitlicher Verlauf der Nullgrößen bei einem Frequenzunterschied von 1 %

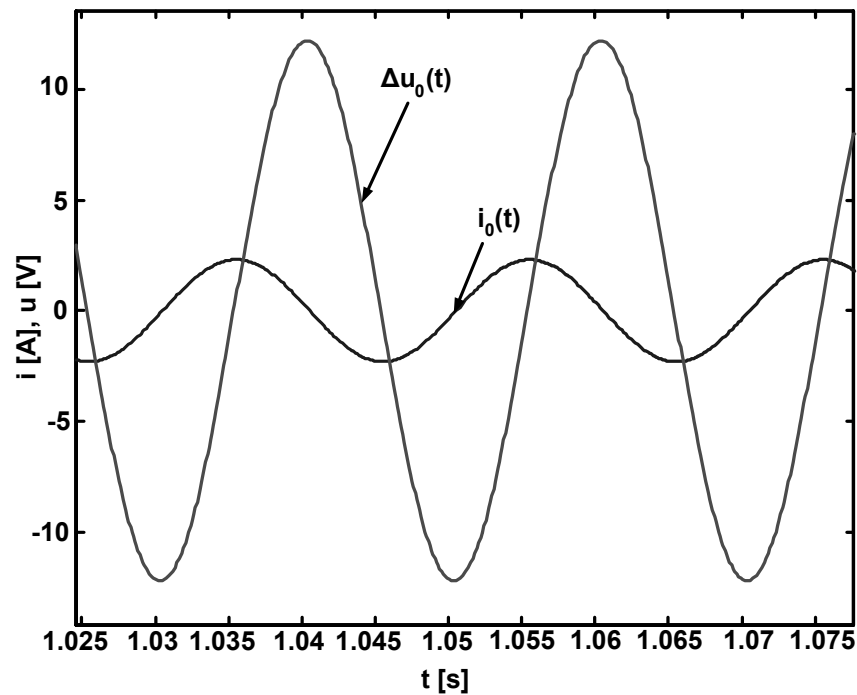


Abb. 6.11

Zeitlicher Verlauf der Nullgrößen bei einem Amplitudenunterschied von 1%

Für eine erfolgreiche und sanfte Synchronisation der WR ist eine Phasenregelschleife (PLL) gemäß Abb. 6.12 zwingend notwendig. Dabei wird der Netzwinkel $\varphi_{\bar{u}}$ mit Hilfe eines Kartesisch- Polar- Wandlers (KPW) ermittelt. Dieser Winkel wird nach der Zeit abgeleitet und einem PT_4 -Glieder geführt. Dieses wird hier eingesetzt, damit die schnellen Netzfrequenzänderungen erfasst werden können. Die Frequenz der Filterspannung ω_u wird mit der gefilterten und mit der mit einem Faktor (P-Regler) gewichteten Regelabweichung $\Delta\varphi$ korrigiert. Die sich dadurch ergebende PLL-Frequenz ω_{PLL} wird integriert und daraus der PLL-Winkel φ_{PLL} gebildet. Dieser Winkel (Istwert) wird vom gemessenen Winkel der Filterspannung $\varphi_{\bar{u}}$ (Sollwert) abgezogen. Die sich somit ergebende Regelabweichung $\Delta\varphi$ wird gleichgerichtet und anschließend gefiltert ($\Delta\varphi_f$). Sie wird dem System für das Einrasten der PLL und somit für die Bestimmung des Synchronisationszeitpunktes als maßgebende Größe zur Verfügung gestellt. In dieser Arbeit wird zwischen den Betriebsarten Master- und Slave nur in den Synchronisationsphasen unterschieden. Für den Normalbetrieb sind alle parallelgeschalteten WR Master, d.h. gleichberechtigt.

2. **Slave-Mode:** Der WR hat am LC-Filter eine anliegende Wechselspannung detektiert und synchronisiert sich darauf.

- **Master-Mode**

In der Master-Betriebsart wird die U/F-Kennlinie auf eine Startfrequenz von einigen Hz (z.B. 8Hz) gesetzt, die IGBTs werden freigegeben und die U/F-Kennlinie wird bis zur Sollfrequenz durchgefahen. Mit diesem Startwert der Frequenz ist sichergestellt, dass eine schnelle Frequenzerkennung möglich ist.

Da die WR eigenständige Systeme sind, ist das parallele Hochfahren von 2 WR im Master-Mode ebenfalls möglich, wenn beide genau zeitgleich zugeschaltet werden. Ein Zeitversatz beim Zuschalten von bis zu ca. 12ms ist tolerierbar, da der daraus resultierende Versatz in Sollspannung/-frequenz durch die Stromaufteilung der statischen Belastungskennlinie (Spannungs-/Frequenzabsenkung in Abhängigkeit von Blind-/Wirkstrom) ausgeglichen wird.

- **Slave-Mode**

In der Slave-Betriebsart wird die gleichgerichtete und gefilterte Regelabweichung $\Delta\varphi_r$ mit einer Schwelle, unter der die PLL eingerastet ist, verglichen. Beim Unterschreiten dieser Schwelle und bei gleich eingestellten Werten der Sollfrequenz und der Sollspannung schaltet der sich im Slave-Mode befindliche WR zu.

- **Master-Slave-Erkennung**

Von entscheidender Bedeutung für das Funktionieren dieser Anlaufphase ist die sichere Erkennung, ob der WR als Master oder Slave eingeschaltet werden muss.

Durch Auswertung der Netzfrequenzänderung $\dot{\omega}_u$, der gemessenen Netzfrequenz ω_u und der PLL-Frequenz ω_{PLL} und anschließendes Vergleichen mit einer vorgegebenen Schwelle kann erkannt werden, ob dieser WR als Slave oder als Master einschalten muss.

Sollten jedoch zwei oder mehrere WR zeitgleich bzw. wenig zeitlich versetzt eingeschaltet werden, so starten alle WR als Master. Dieser Fall ist nur problemlos, wenn die zeitliche Staffelung beider WR unterhalb einem Grenzwert (in der Demonstrationsanlage ist 12 ms) liegt. Bei größerem Zeitunterschied ergeben sich erhebliche Einschwingvorgänge, die nur durch die Belastungskennlinien ausgeglichen werden

6.4 Einstellung der Belastungskennlinienparameter

- **Stromaufteilung und Spannungseinbruch**

Die sinnvolle Einstellung der Kennlinienparameter korreliert mit einer guten Stromaufteilung, einem geringen Spannungseinbruch und guter Systemstabilität. D.h. bei der Einstellung der Kennlinienparameter muss ein Kompromiss zwischen Stromaufteilung, Spannungseinbruch und der Systemstabilität gefunden werden. Eine sehr gute Blindstromaufteilung, die durch eine steile Beträgskennlinie zwischen den WRn gemäß Abb. 6.13 errichtet wird, kann nur auf Kosten der Spannungsqualität erzielt werden. Und umgekehrt korreliert eine sehr gute Spannungsqualität, die durch eine flache Beträgskennlinie gemäß Abb. 6.14 errichtet wird, mit einer schlechten Stromaufteilung.

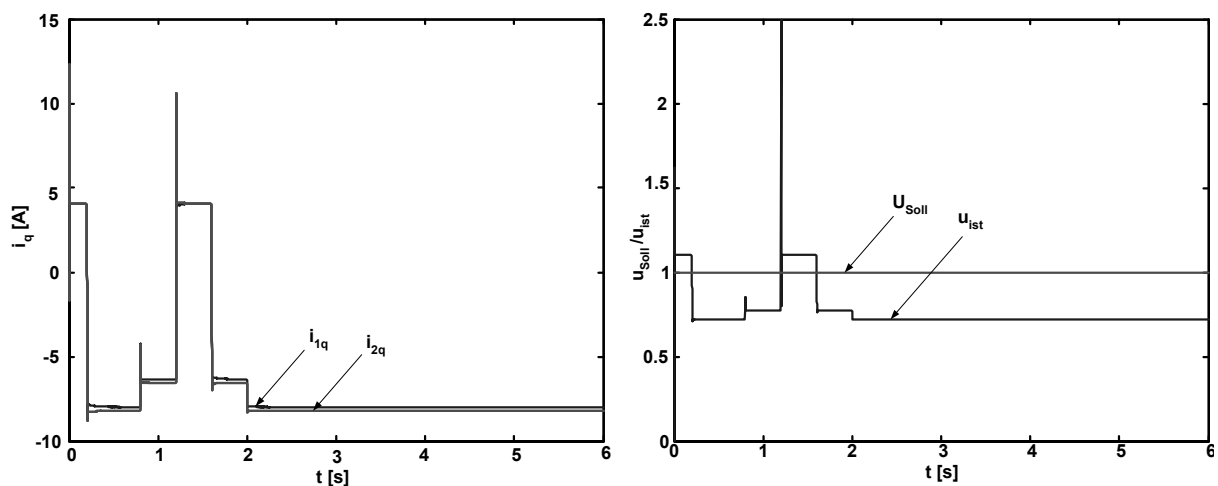


Abb. 6.13

**Blindstromaufteilung und Spannungseinbruch bei steil eingestellter
Beträgskennlinie**

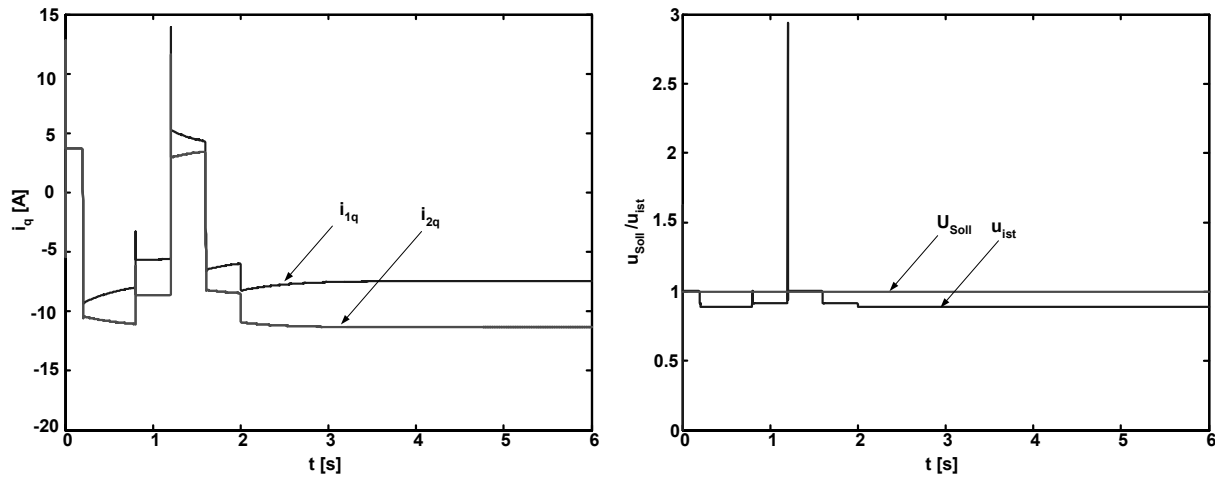


Abb. 6.14

Blindstromaufteilung und Spannungseinbruch bei flach eingestellter Betragskennlinie

- **Stabilität durch Zusatzdämpfung**

Bei ungünstig eingestellten Kennlinienparametern treten gegebenenfalls Schwingungsvorgänge auf. Diese Vorgänge werden maßgeblich von der im System vorhandenen Dämpfung beeinflusst, wobei ein großes R_D gemäß Abb. 6.15 mit einer verbesserten Systemdämpfung korreliert und umgekehrt (siehe Abschnitt 4.1.4.3). Der Dämpfungswiderstand bestimmt dabei sämtliche im System auftretenden Verluste.

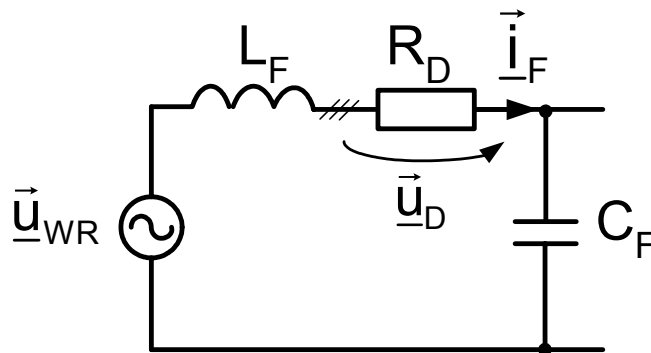


Abb. 6.15

Ersatzschaltbild mit zusätzlicher Systemdämpfung

Aufbauend auf dieser Erkenntnis eröffnet sich ein Lösungsweg, der zur Dämpfung unerwünschter Schwingungen führt. Unter Nutzung von Gl. (6.11) ist es bei Kenntnis

der Filterströme $\vec{i}_{F\mu}$ ($\mu=U,V,W$) möglich, durch ein geeignetes Controllerprogramm den Spannungsabfall $|\vec{u}_D|$ nachzubilden.

$$|\vec{u}_D| = R_D \cdot |\vec{i}_F| \quad (6.11)$$

Schaltet man diesen berechneten Spannungsabfall auf den Modulatorausgang auf (vgl. auch mit dem Simulationsmodell), so lässt sich elektronisch, d.h. ohne zusätzliche Widerstände in das System einfügen zu müssen, eine Erhöhung der Systemdämpfung erreichen. Die Abb. 6.17 kennzeichnet das Grundprinzip dieses Verfahrens.

Abb. 6.16 zeigt ein durch ungünstig eingestellte Kennlinienparameter schwingungsbehaftetes System, dessen Stabilität ab dem Zeitpunkt $t \approx 0.00,87s$ mit Hilfe der Zusatzdämpfung wiederhergestellt wurde.

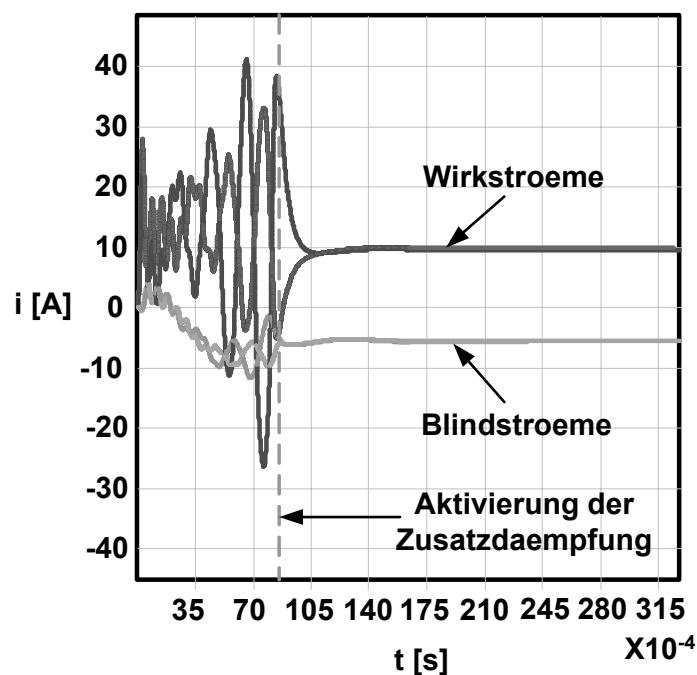


Abb. 6.16

Zusatzdämpfung zu Herstellung der Systemstabilität

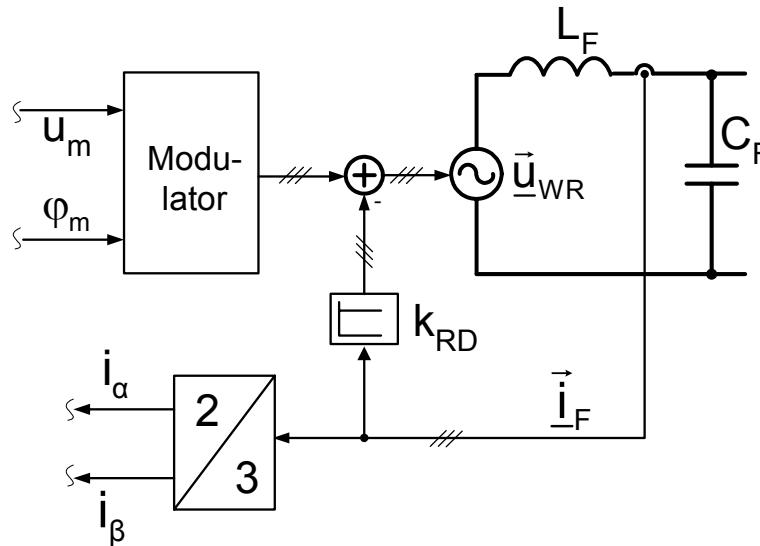


Abb. 6.17

Schaltungstopologie der elektronischen Zusatzdämpfung

Durch die elektronische Zusatzdämpfung gelingt es, ein gut gedämpftes Systemverhalten zu erreichen. Durch Wahl eines geeigneten Wertes für den Faktor k_{RD} im Controllerprogramm kann die Systemstabilität erhöht werden. k_{RD} entspricht dem Faktor $Kr1$ des Simulationsprogramms (siehe Anhang 9.1).

Das oben geschilderte Verfahren zur Verbesserung der Systemstabilität verursacht einen erhöhten stationären Spannungsabfall. Dieser muss zusätzlich mit Hilfe der unter 6.1.2.2 beschriebenen Regelungsstruktur eliminiert werden.

- **Nachträgliche Korrektur fehlerhafter bzw. ungenauer Kennlinienparameter**

Eine geschlossene mathematische Analyse des Gesamtsystems zur Bestimmung der Systemstabilität, zumal bei variierender Belastung, ist mit einem großen Rechenaufwand verbunden. Um dennoch mit einem vertretbaren Zeitaufwand zu praxisrelevanten Ergebnissen zu gelangen, ist eine empirische Bestimmung der Kennlinienparameter statthaft. Um die dabei auftretenden Nachteile zu vermindern, bietet es sich an, die Dämpfung des Gesamtsystems unter Nutzung des Parameters $Kr1$ ebenfalls zu variieren. So lassen sich Systemschwingungen, die z.B. durch die Verwendung ungeeigneter Kennlinienparameter angeregt werden können, mittels Wahl einer erhöhten Systemdämpfung eliminieren.

Die Festlegung einer geeigneten Systemdämpfung ist indes mit einer gewissen Unsicherheit behaftet. Bei der Ermittlung der Dämpfungsparameter sind nicht nur die Verluste über der Filterdrossel zu berücksichtigen, sondern auch die Wechselrichterverluste besitzen einen maßgeblichen Einfluss auf diesen Parameter.

Eine sichere simulative Vorhersage der Kennlinienparameter ist demzufolge auch maßgeblich an die Genauigkeit der eingestellten Systemdämpfung gebunden.

7. Experimentelle Ergebnisse

Die in diesem Abschnitt dargelegten Messergebnisse entstanden bei der experimentellen Untersuchung der Variante ohne Zusatzdrossel. Die Konfigurationen des in der Demonstrationsanlage aufgebauten Wechselrichtersystems zeigt Abb. 7.1.

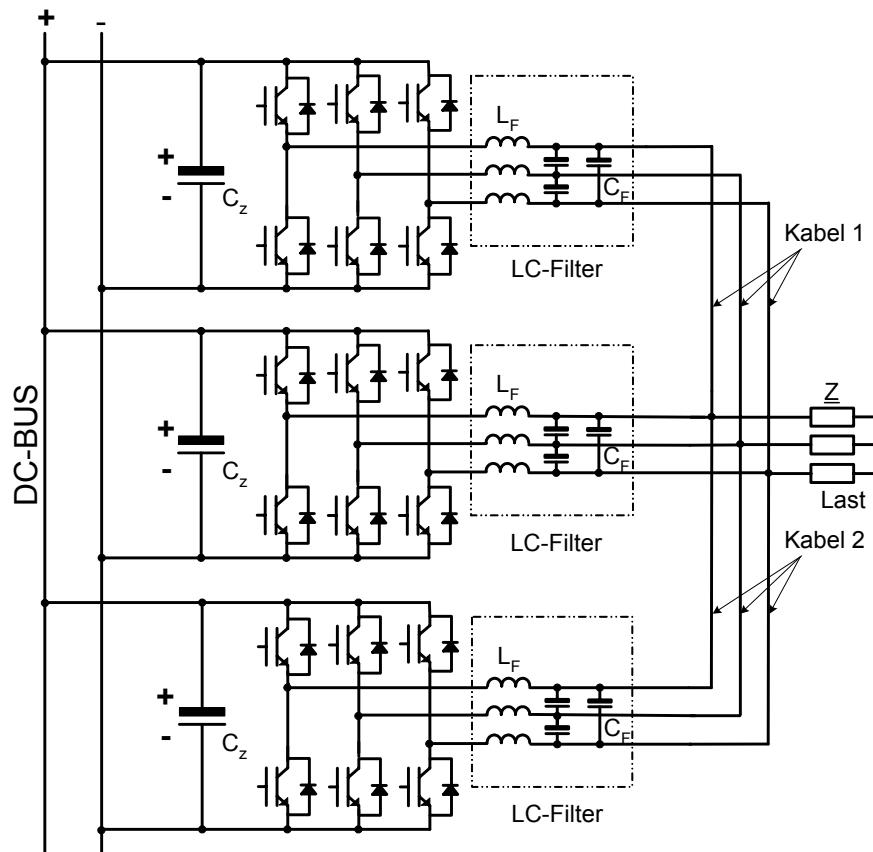


Abb. 7.1

Wechselrichterkonfiguration ohne Zusatzdrossel

7.1 Messung zur Kompensation des Spannungsabfalls über dem LC-Filter

- **Kompensation des Spannungsabfalls durch direkte Betragsregelung**

Systemkonfiguration der Demonstrationsanlage:

- 3 WR im Parallelbetrieb
- Um die Dynamik der oben genannten Kompensationsmethode beurteilen zu können, wird zum Zeitpunkt $t=200\text{ms}$ eine ohmsch-induktive Last mit folgenden Parametern zugeschaltet:
RL-Last mit $\cos \varphi = 0.82$; $I = 116\text{A}$.
- Zum Zeitpunkt $t=1500\text{ms}$ wird das Gesamtsystem wieder entlastet.
- Systemverhalten bei optimal eingestelltem Verstärkungsfaktor K_{Bet} gemäß Abb. 6.4 des Betragsreglers.

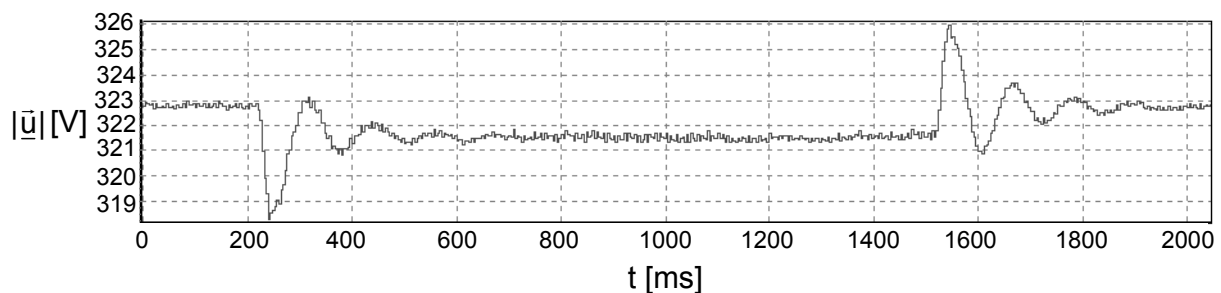


Abb. 7.2

Kompensation des Spannungsabfalls mit optimal eingestelltem Verstärkungsfaktor (K_{Bet})

Für die nachfolgend angegebenen Graphen können sinngemäß die gleichen Aussagen wie vorstehend getroffen werden. Lediglich die Schaltzeitpunkte variieren geringfügig.

- Systemverhalten ohne Betragsregelung.

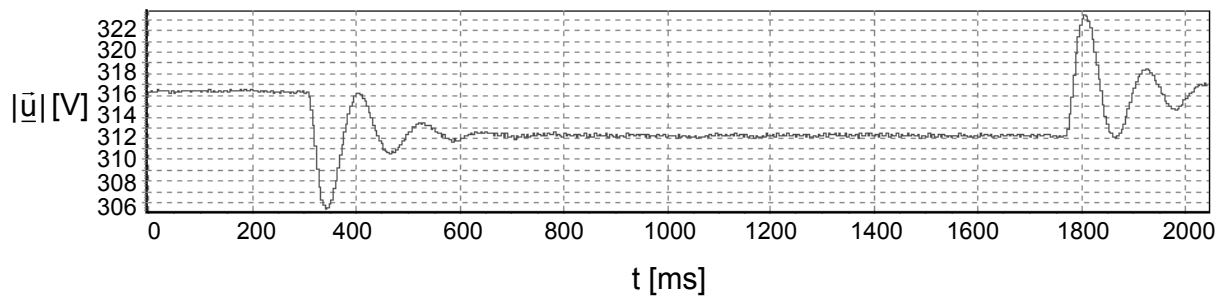


Abb. 7.3

Kompensation des Spannungsabfalls ohne Verstärkungsfaktor ($K_{\text{Bet}} = 0$)

- Direkte Aufschaltung der Wirkstromkomponente

Systemkonfiguration der Demonstrationsanlage:

- 3 WR im Parallelbetrieb
- R-L-Last mit $\cos \varphi = 0.82$; $I = 116\text{A}$

- Systemverhalten bei optimal eingestelltem Widerstandsparameter K_R gemäß Abb. 6.3. Ein größerer Verstärkungsfaktor führt zu instabilem Systemverhalten.

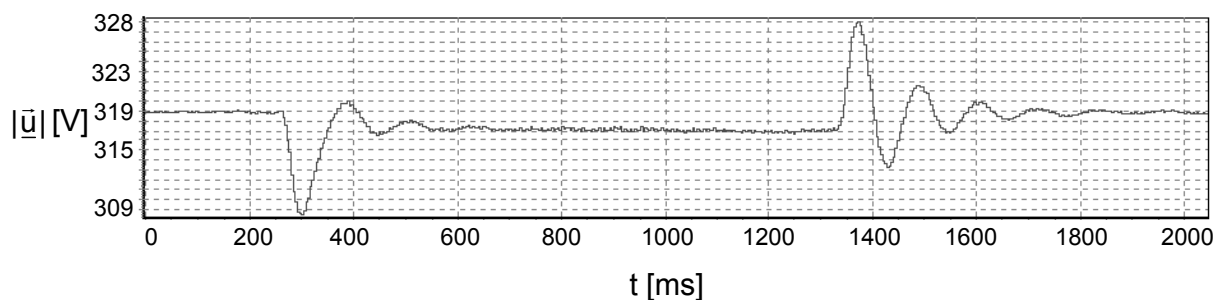


Abb. 7.4

Kompensation des Spannungsabfalls mit optimal eingestelltem Widerstandsparameter (K_R)

- Systemverhalten ohne Widerstandsparameter ($K_R=0$).

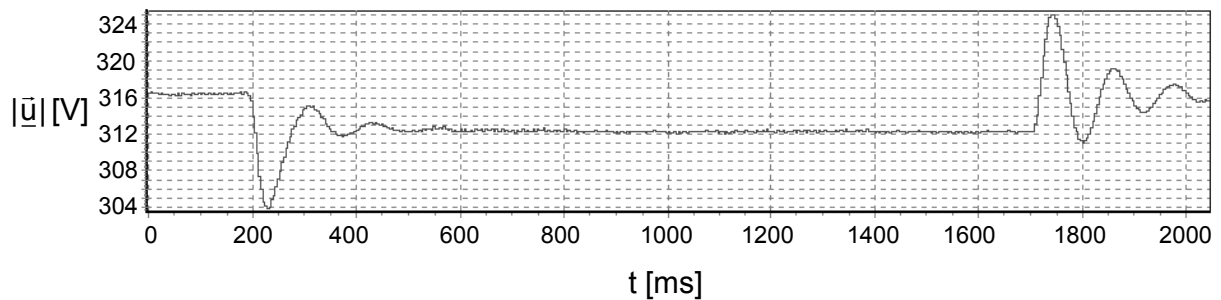


Abb. 7.5

Kompensation des Spannungsabfalls ohne Widerstandsparameter ($K_R=0$)

- **Bewertung der Kompensationsverfahren unter Einbeziehung der experimentellen Ergebnisse**

Die Anwendung der Kompensationsverfahren ist prinzipiell von der Anlagentopologie abhängig. Die eingangs vorgeschlagene Variante setzt grundsätzlich die Messung der Spannung am Lastanschlusspunkt voraus. Ist diese Voraussetzung erfüllt, so sind mit dieser Variante optimale Ergebnisse bei der Kompensation des Spannungsabfalls über der Filterdrossel zu erreichen. So beträgt der stationäre Spannungsabfall bei den oben angegebenen Betriebsbedingungen gemäß Abb. 7.2 $\Delta u \approx 0.4\%$. Approximiert man unter Nutzung dieses Zahlenwertes den Spannungsabfall bei Nennbelastung ($I_N=116\text{ Arms}$ pro Wechselrichtermodul), so erhält man $\Delta u \approx 4.2\%$. Somit lässt sich einschätzen, dass mit dieser Kompensationsmethode die spezifizierten Anforderungen eingehalten werden können. Eine experimentelle Überprüfung dieser Aussage erfolgte jedoch nicht, da zum gegenwärtigen Zeitpunkt die Leistungsfähigkeit der zur Versorgung der Zwischenkreise zur Verfügung stehenden Spannungsquelle nicht ausreichend ist.

Der oben spezifizierte Verstärkungsfaktor (K_{Bet}) stellt in sofern eine optimale Lösung dar, da bei einer weiteren Erhöhung dieses Faktors instabiles Systemverhalten zu verzeichnen ist. Diese Optimallösung ist natürlich an die Parameter der Demonstrationsanlage gebunden. Bei abweichenden Systemparameterwerten muss ausgehend von dem oben angegebenen Optimalwert empirisch ein geeigneter Wert gefunden werden.

Bei einer Verminderung des Verstärkungsfaktors steigt der stationäre Spannungsabfall auf $\Delta u \approx 0.62\%$ an. Eine Hochrechnung auf Nennlast zeigt, dass mit dem oben angegebenen Verstärkungsfaktor die spezifizierten Anforderungen grade noch erfüllt werden können. Ohne diese Kompensationsmaßnahme, d.h. mit dem Verstärkungsfaktor $K_{\text{Bet}} = 0$ kann gemäß Abb. 7.3 die spezifizierte stationäre Spannungsabweichung nicht eingehalten werden.

Die Variante „Aufschaltung einer geeigneten Wirkstromkomponente“ ist besonders geeignet, wenn eine explizite Messung der Lastspannung nicht erfolgt. Dies ist z.B. bei einer Anlagenkonfiguration der Fall, bei der zwischen dem LC-Filter und der Last eine größere Impedanz, ein Transformator oder eine Drossel, geschaltet ist. Wenn der Strom durch diese Baugruppe bekannt ist, so kann er entsprechend Abschnitt 6.1.2.1 zur Kompensation des Spannungsabfalls herangezogen werden. Er ist bei entsprechend parametrisierten LC-Filter näherungsweise identisch mit dem Wechselrichterausgangsstrom. Gemäß Abb. 7.4 ist mit dieser Variante ein stationärer Spannungsabfall von $\Delta u \approx 0.62\%$ bei der eingangs angegebenen Belastung erreichbar. Eine Hochrechnung auf Nennlast ergibt, ähnlich wie oben, dass durch diese Variante ebenfalls eine ausreichend gute Kompensation des Spannungsabfalls erreichbar ist.

Wie aus der Abb. 7.5 ersichtlich ist können auch in diesem Fall die Anforderungen, die an den stationären Arbeitspunkt der Schaltung gestellt werden, d.h. an den Spannungsbetrag der Leiter-Erde-Spannung, ohne Zusatzmaßnahmen nicht erfüllt werden.

7.2 Kurzschluss und Überlast

- **2-poliger Kurzschluss**

Systemkonfiguration der Demonstrationsanlage:

- 3 WR im Parallelbetrieb
- Stromgrenze für die schnelle Strombegrenzung 220A

Hier wurden zwei Ausgangsleitungen bei freier dritter eines Motorschutzschalters am Lastanschlusspunkt angeschlossen. Abb. 7.6 zeigt im oberen Fenster den Betrag der Filterspannung, der infolge der Auslösung der Pulssperre (im unteren Fenster) schnell, d.h. in 8 ms, bis auf Null absinkt. Ähnlich verhält sich der Betrag der Filterströme (im mittleren Fenster).

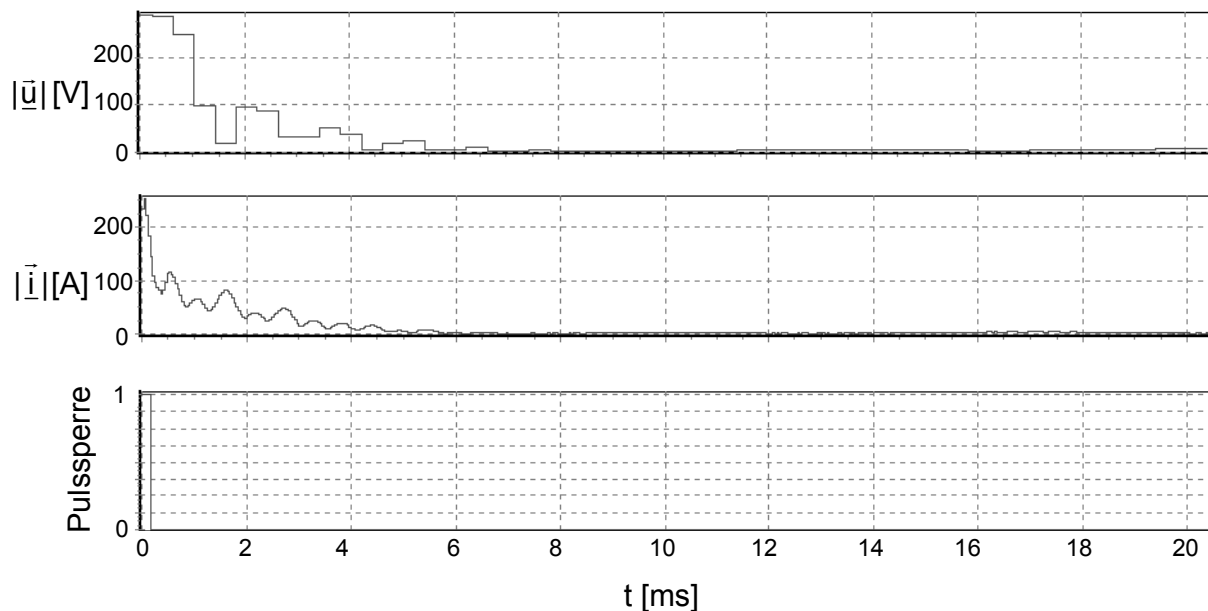


Abb. 7.6

2-poliger Kurzschluss

Abb. 7.7 zeigt das gleiche wie Abb. 7.6 aber mit größerer Zeitauflösung. Ab dem Zeitpunkt $t=4500$ ms wurden die WR entlastet.

Die 100Hz-Schwingungen auf dem Strombetrag sind durch die Unsymmetrie, die durch den 2-poligen Kurzschluss zustande kommt, verursacht. Die Wirkung dieser Unsymmetrie auf die Lastströme gemäß Abb. 7.8 und auf die verketteten Spannungen gemäß Abb. 7.9 ist deutlich zu sehen.

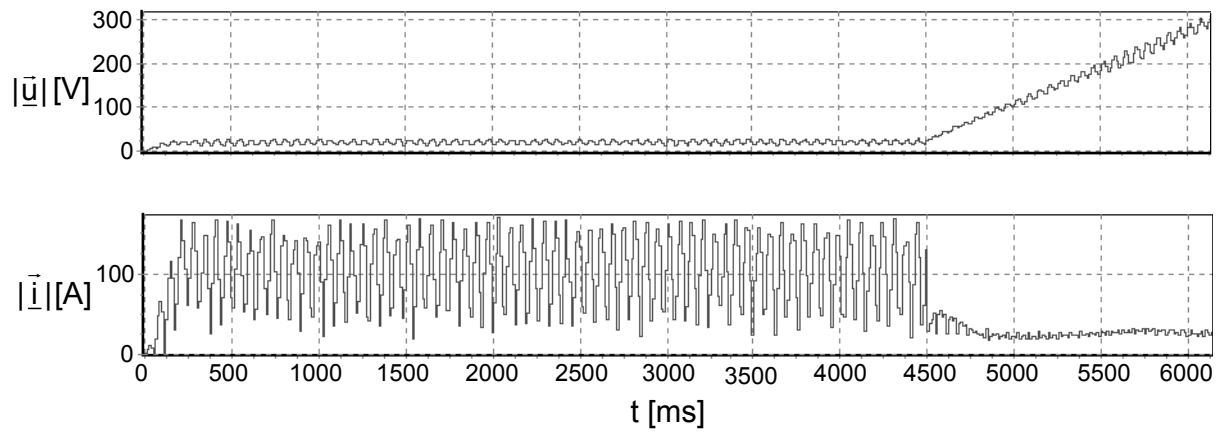


Abb. 7.7

2-poliger Kurzschluss, 3 Wechselrichter im Parallelbetrieb, Auslösen des Motorschutzschalters bei $t=4500$ ms

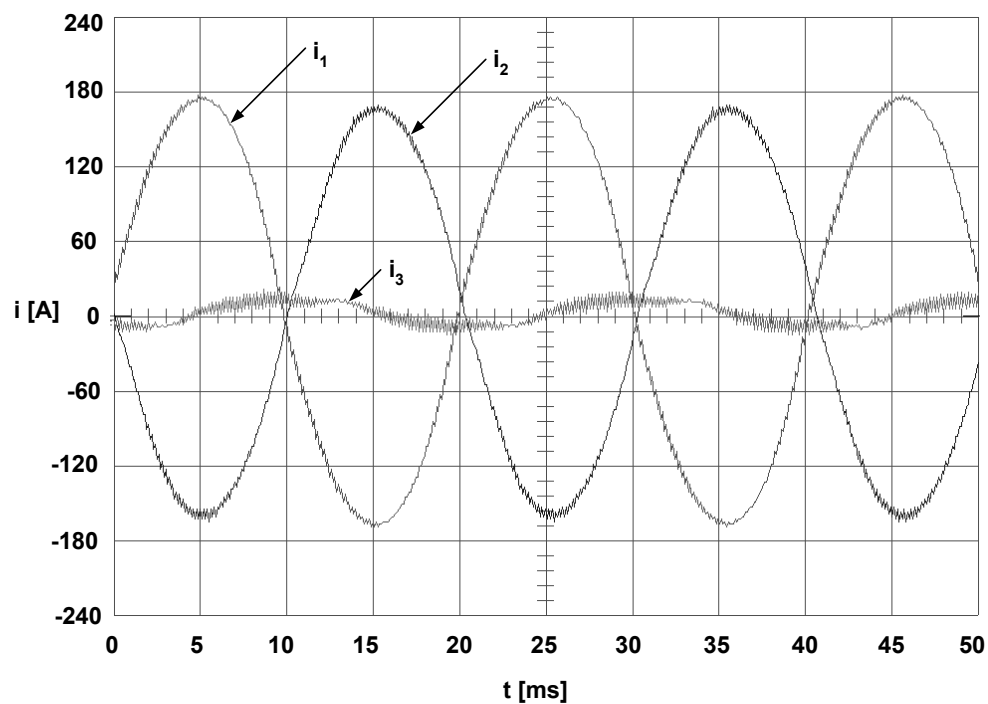


Abb. 7.8

Zeitlicher Verlauf der Leiterströme bei 2-poligem Kurzschluss

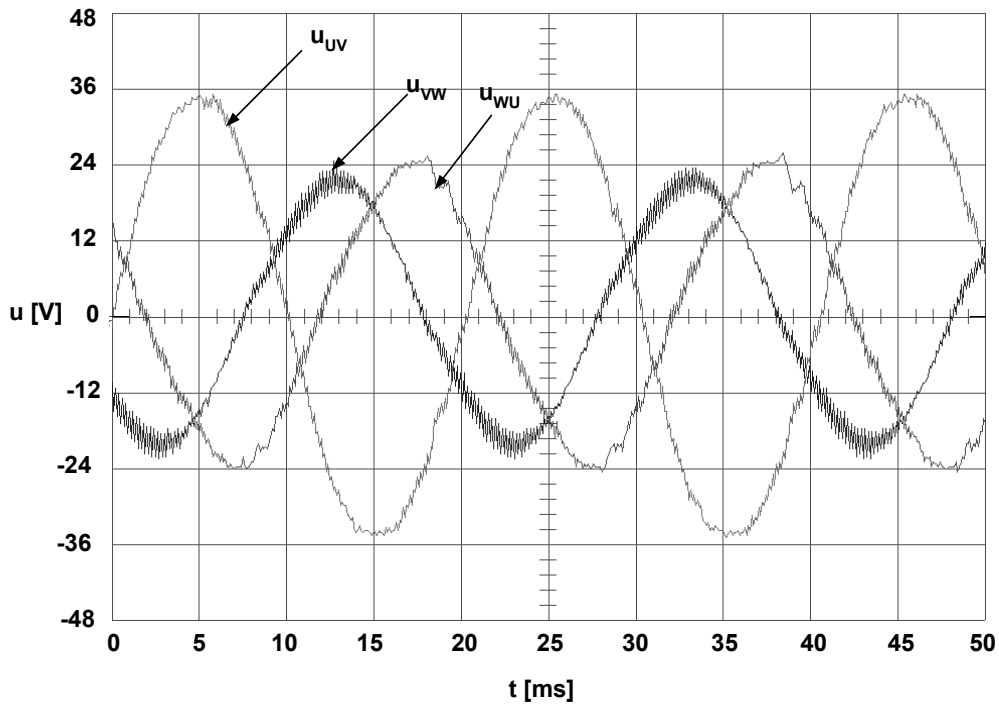


Abb. 7.9

Zeitlicher Verlauf der verketteten Spannungen bei 2-poligem Kurzschluss

- **3-poliger Kurzschluss:**

Systemkonfiguration der Demonstrationsanlage:

- 3 WR im Parallelbetrieb
- Stromgrenze für die schnelle Strombegrenzung 220A
- Stromgrenze für die langsame Strombegrenzung 160A

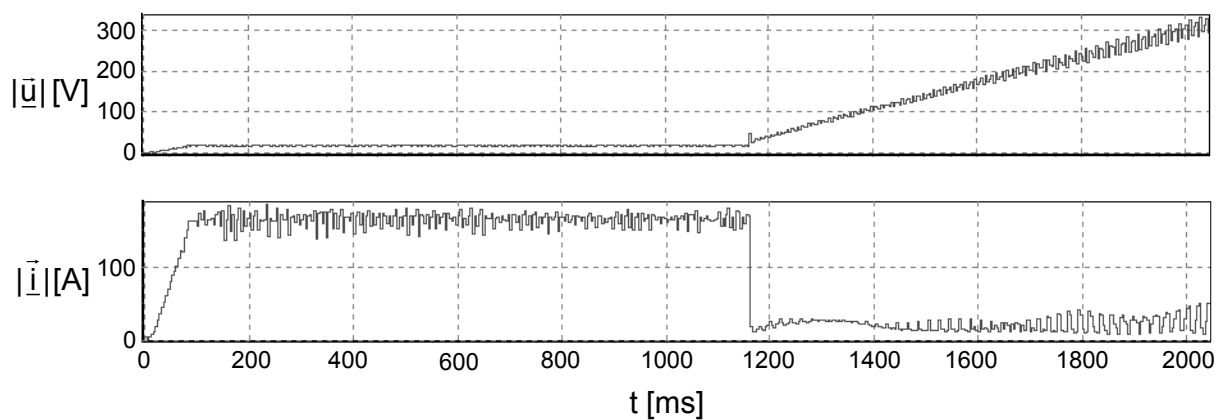


Abb. 7.10

3-poliger Kurzschluss

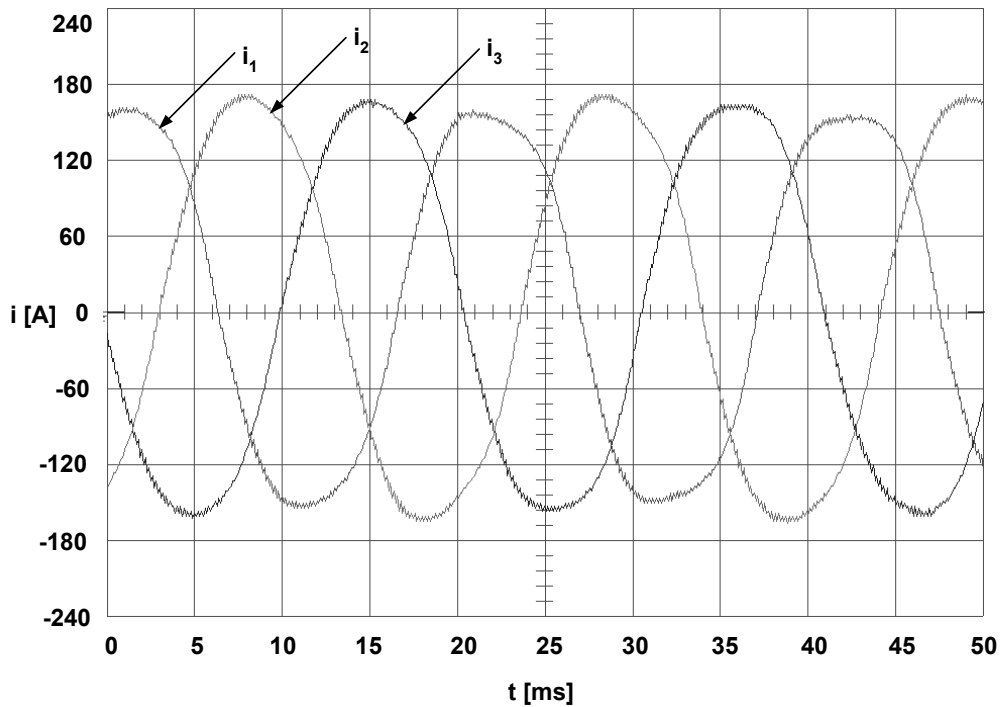


Abb. 7.11

Zeitlicher Verlauf der Leiterströme bei 3-poligem Kurzschluss

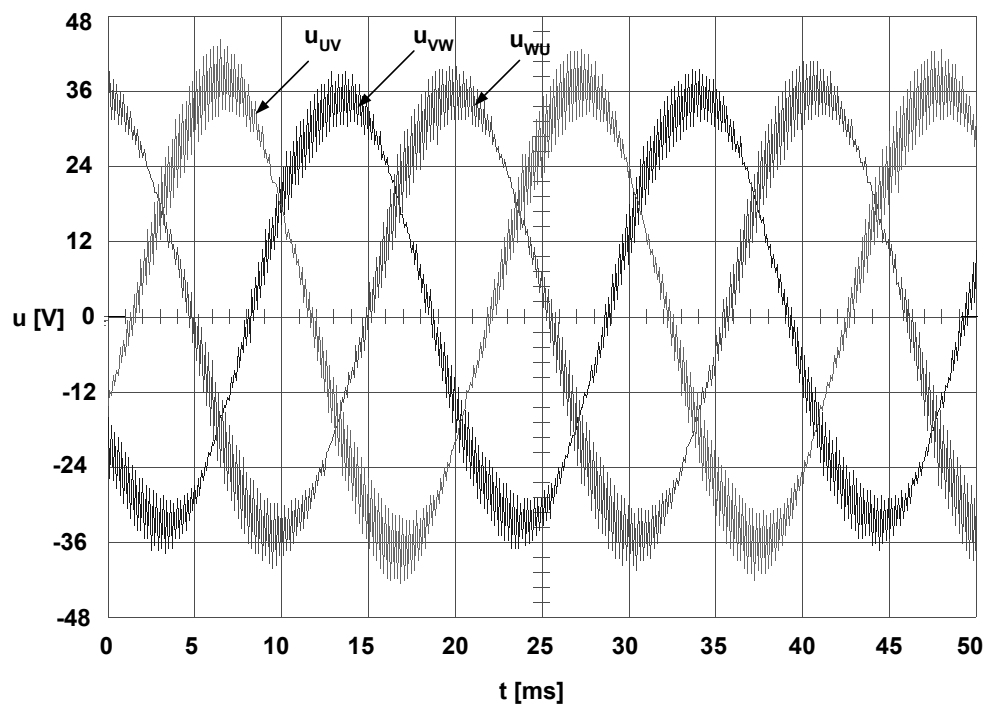


Abb. 7.12

Zeitlicher Verlauf der verketteten Spannungen bei 3-poligem Kurzschluss

- **Motorhochlauf:**

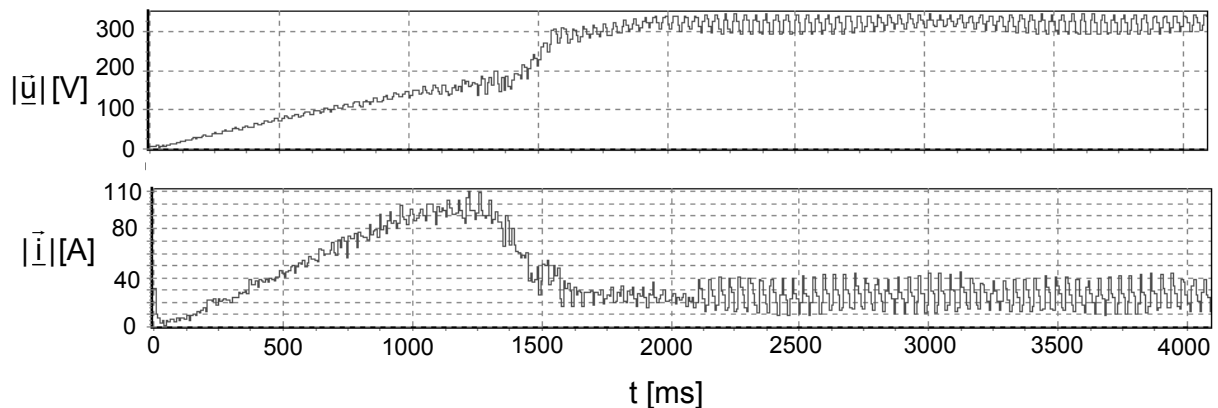


Abb. 7.13

Hochlauf eines Drehstromasynchronmotors, $P_N = 45\text{KW}$

- **Langsame Überlast**

Für die langsame Überlast, d.h. der WR geht vom Normalbetrieb langsam in die Strombegrenzung über, wurde eine ohmsch-induktive Belastung ($\cos \varphi = 0,82$) angeschlossen.

Der Strombetrag wurde auf den Wert 70 A begrenzt.

Da die DC-Spannungsquelle diese Leistung nicht liefern kann, wurden nur 2 WR parallelgeschaltet und der Strombetrag in beiden WRn auf 70A begrenzt.

In der Abb. 7.14 sieht man den Übergang vom Normalbetrieb in die langsame Strombegrenzung und zurück.

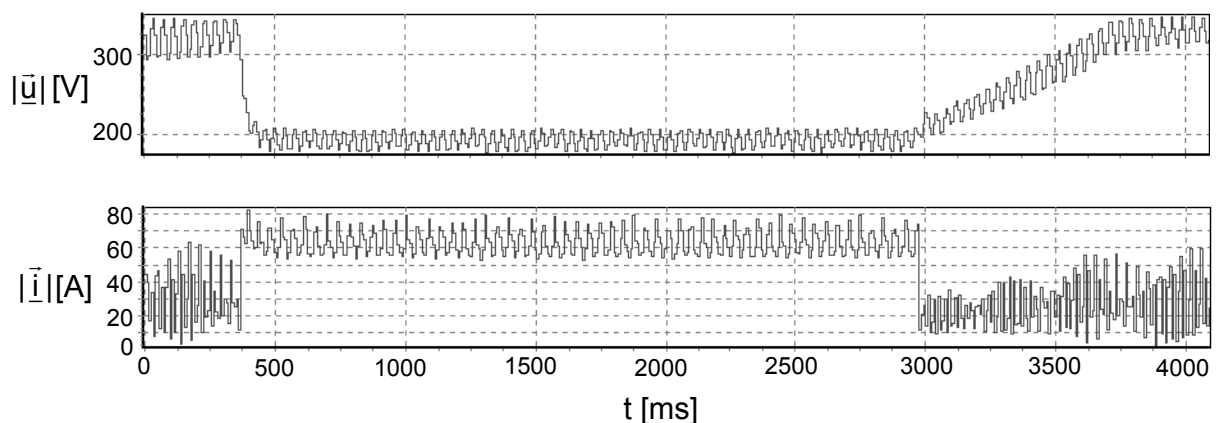


Abb. 7.14

langsame Überlast

- **Experimentelle Ermittlung optimaler Parameter für den Strombegrenzungsregler**

Grundsätzlich besteht auch im Strombegrenzungsmodus, neben der Regelung eines konstanten Betragssollwertes, die Forderung, dass die Phasenlagen (Frequenzen) der am Gesamtsystem beteiligten WR gleich bleiben bzw. die Wechselrichterfrequenzen nicht unterschiedlich werden.

Die Forderung nach Betragskonstanz während des Strombegrenzungsmodos wird gemäß Abb. 6.7 durch einen PI-Regler gewährleistet. Dies setzt eine Deaktivierung der Spannungsbetragskennlinie und der übergeordneten Spannungsbetragsregelung voraus. Die zweite Forderung wird dadurch erfüllt, dass auch in Strombegrenzungsmodus die Frequenzkennlinien weiterhin aktiv sind. Erst durch diese Maßnahme kann der Parallelbetrieb auch in diesem Betriebsmodus gesichert werden.

Eine Analyse der Systemeigenschaften des Strombegrenzungsmodos bei mehreren parallelgeschalteten WRn lässt auch hier, ähnlich wie bei der Berechnung der Kennlinienparameter des Normalmodus, die ausgeprägten nichtlinearen Eigenschaften des Gesamtsystems erkennen. Eine analytische Ermittlung von Regelparametern unter Nutzung der aus der linearen Regelungstheorie bekannten Einstellkriterien, z.B. Betragsoptimum oder anderer, ist daher nicht möglich.

Um jedoch in einem vertretbaren Zeitraum praxisrelevante Ergebnisse bei der Bestimmung der Regelparameter zu erhalten, wurde hier ebenfalls der simulativ-experimentelle Weg zur Parameterermittlung beschritten.

7.3 Messungen zur Kreisstromproblematik

- **Pulsfrequenter Kreisstrom**

Auf die genauen Ursachen für das Entstehen von Kreisströmen wurde bereits unter Abschnitt 5.1.1.2 eingegangen. Die größte Beeinträchtigung beim Betrieb von AC- und DC-seitig parallelgeschalteten WRn geht von der pulsfrequenten Kreisstromkomponente aus, die durch unterschiedliche Phasenlage der Pulsweitenmodulatoren der einzelnen WR verursacht wird. Außerdem konnte eine ausgeprägte 150Hz-

Komponente festgestellt werden. Beide Kreisstromkomponenten müssen durch geeignete Regelungsstrukturen eliminiert werden.

Aufgrund ungleicher Quarzfrequenzen der verwendeten Microcontroller verschiebt sich die zeitliche Lage der PWM-Einheiten zueinander ständig, woraus eine Schwebung resultiert. Daher sind die pulsfrequenten Kreisstromanteile nicht konstant. Die folgenden Bilder zeigen die beim ungeregelten Parallelbetrieb mehrerer WR auftretenden maximalen pulsfrequenten Kreisströme. Alle Untersuchungen wurden bei einer Pulsfrequenz von 2,5KHz durchgeführt. Außerdem wird beispielhaft ein mittlerer Kreisstromverlauf gezeigt. Die Pulsfrequenz der WR war 2,5KHz.

Bei der jetzigen Anlagenkonfiguration wurden zunächst alle drei Ausgangsströme gemessen. Die Berechnung des Summenstromes erfolgt bei dieser Variante Controllerintern unter Nutzung der oben angegebenen Gleichungen zur Bestimmung des Nullstromes.

Wie schon bei den simulativen Ergebnissen erwähnt (Abschnitt 5.1.1.2), ist ein spezieller Abtastalgorithmus für das sichere Funktionieren der Regelungsstruktur zwingend erforderlich.

Gemäß Abb. 7.15 werden die Abtastzeitpunkte unter Nutzung des CC16-Registers generiert, wobei weiterhin zu beachten ist, dass dieses synchron zum PWM-Register „hochläuft“. Basierend auf dieser Erkenntnis lässt sich feststellen, dass die Abtastung des rechnerisch bestimmten Nullstromes i_0 , in Übereinstimmung mit Absatz 5.1.1.2, jeweils zum Zeitpunkt des Auftretens des Kreisstromes (obere bzw. untere Spitze des PWM-Dreieckssignales) erfolgt. Die so gewonnenen Messpunkte sind in Abb. 7.15 explizit angegeben.

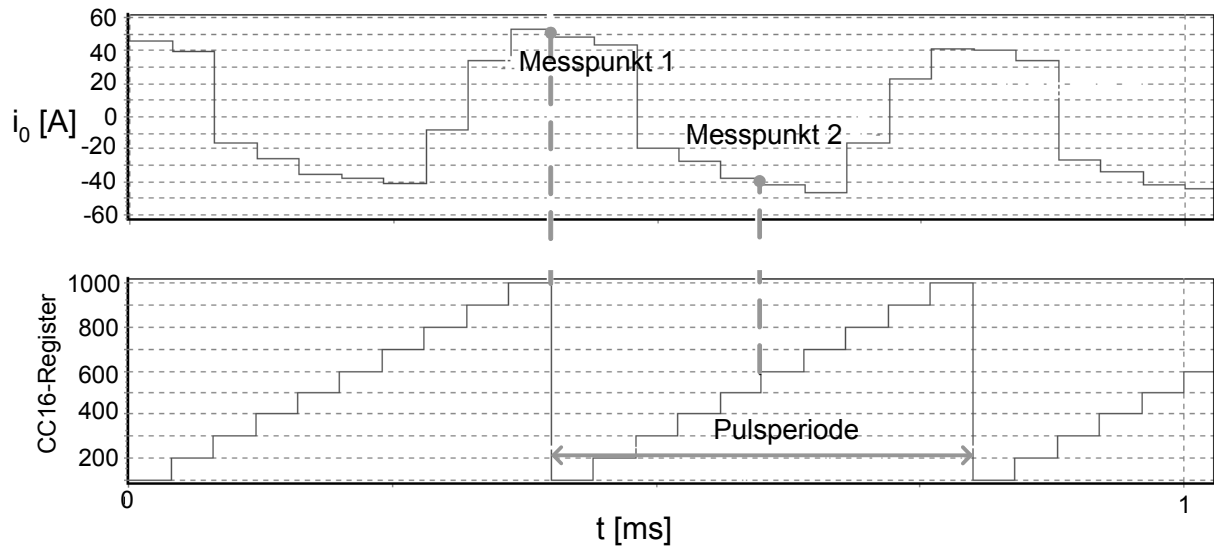


Abb. 7.15

Verlauf des nicht geregelten pulsfrequenten Kreisstromes

Als Beweis für die Wirksamkeit der vorgeschlagenen Regelungsstruktur soll Abb. 7.16 dienen. Sie kennzeichnet den stationären Zustand des Versuchsstandes bei aktivierter Kreisstromregelung. Der Pegel des Stromes i_0 ist gegenüber Abb. 7.15 deutlich reduziert.

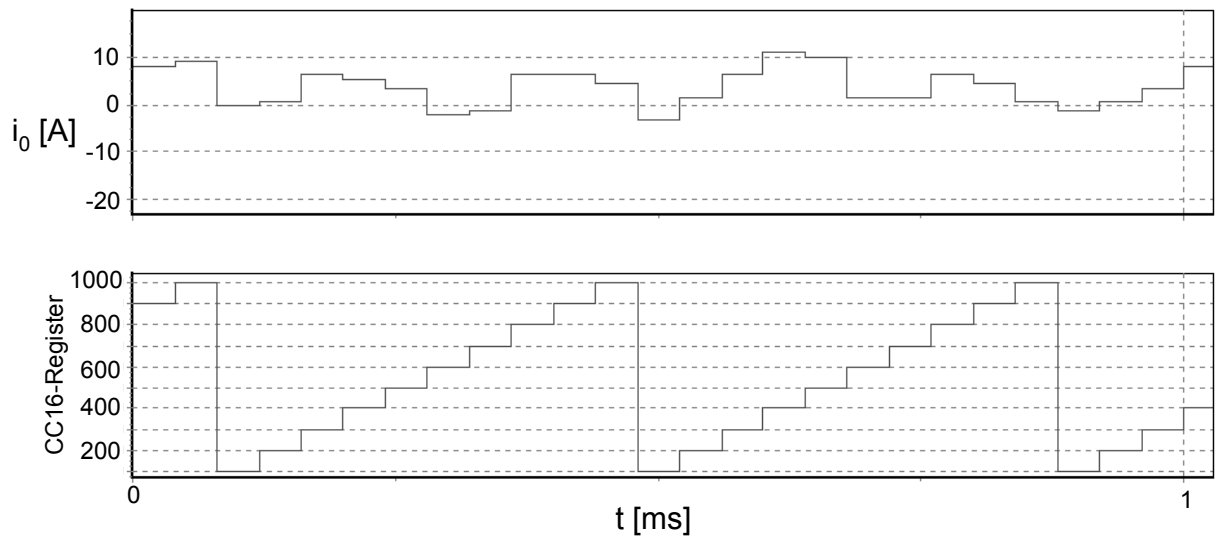


Abb. 7.16

Verlauf des geregelten pulsfrequenten Kreisstromes

Die folgende Abbildung zeigt das transiente Verhalten der pulsfrequenten Kreisstromregelung.

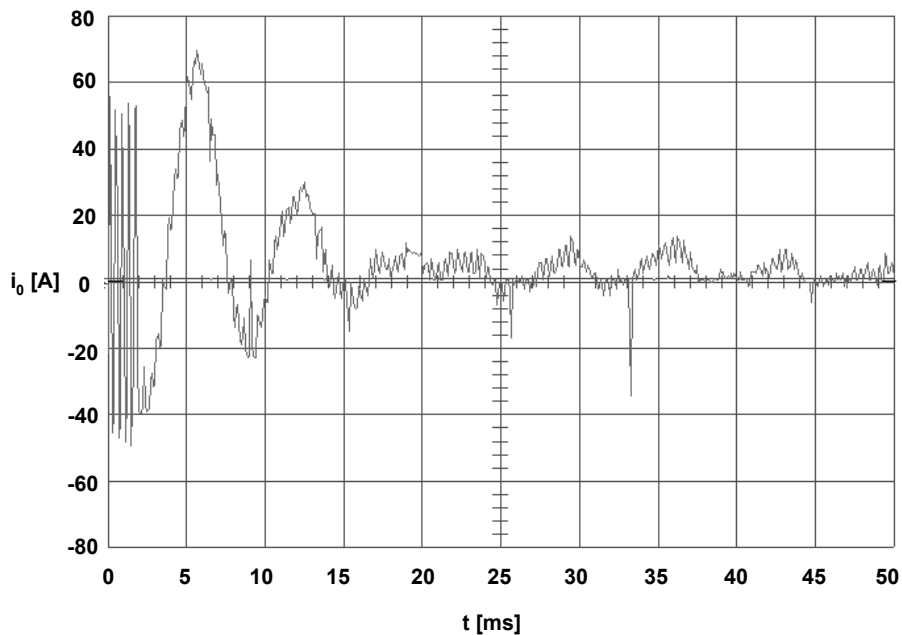


Abb. 7.17

Transientes Verhalten der pulsfrequenten Kreisstromregelung

Das Oszillogramm (Abb. 7.17) zeigt, dass die pulsfrequente Kreisstromregelung über eine gute Dynamik verfügt. Bereits etwa 20ms, d.h. eine Netzperiode, nach Zuschaltung des WR's ist der stationäre Zustand der Regelung erreicht

Niederfrequenter Kreisstrom

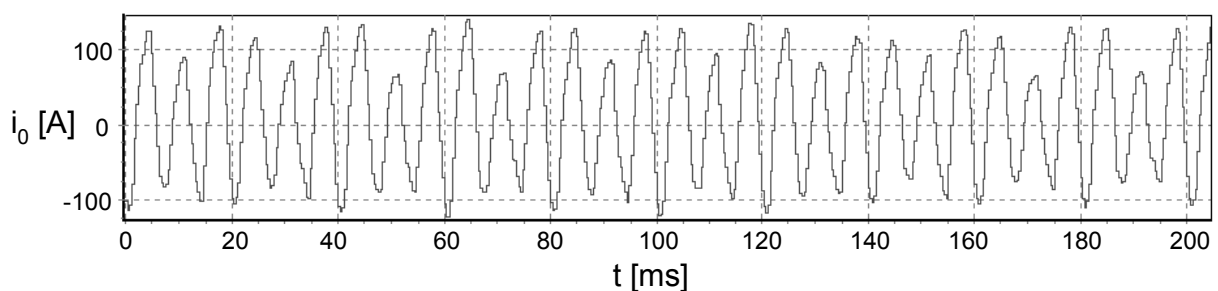


Abb. 7.18

Zeitlicher Verlauf der nicht geregelten 150Hz-Komponente

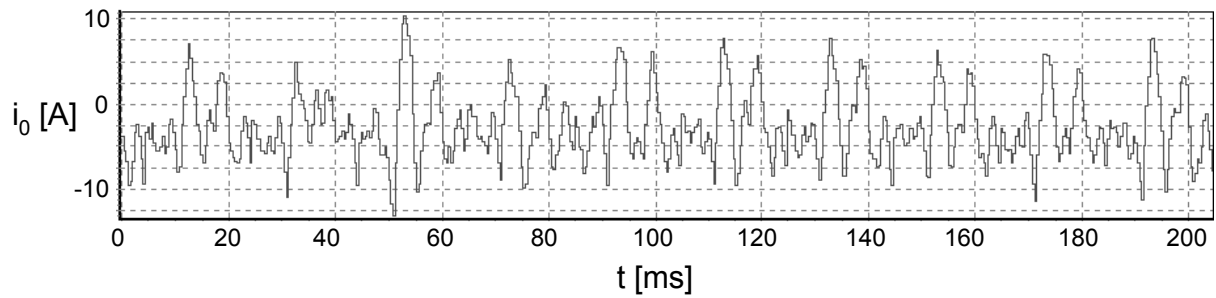


Abb. 7.19

Zeitlicher Verlauf der geregelten 150Hz-Komponente

Durch die Abbildungen Abb. 7.18 und Abb. 7.19 wird die Wirksamkeit der niederfrequenten Kreisstromregelung gemäß Darstellung Abb. 5.6 verdeutlicht. Die 150Hz-Komponente des Nullstromes konnte – nach dem Einschwingen der Kreisstromregelung – erheblich reduziert werden.

8. Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich hauptsächlich mit der Generierung elektrischer Inselnetze. Dabei werden optimal an die Problemstellung angepassten Regelverfahren zur Erzeugung dezentraler Drehstromnetze entworfen, implementiert und an einer Demonstrationsanlage erprobt.

Einleitend werden die theoretischen Grundlagen zur Modaltransformation von Systemgrößen dargelegt. Durch diese Transformation ist es möglich, Systemgrößen der sowohl AC- als auch DC-seitigen Netzwerke der WR jeweils in RV und NK zu zerlegen. Daraus ergeben sich leicht überschaubare Ersatzschaltbilder, die für die später aufgeführten systemtheoretischen Betrachtungen des ruhenden RV's und der NK unentbehrlich sind. Die Modaltransformation der Systemgrößen der DC-seitigen Netzwerke, die in der vorliegenden Arbeit behandelt worden ist, wurde bisher nicht veröffentlicht. Diese systemtheoretischen Betrachtungen sind außerdem für das Verständnis der in der Arbeit eingeführten Regelungsverfahren unerlässlich.

Für eine bessere und einfachere Beschreibung der Parallelschaltbarkeit von SWRn wird der WR als ideale Spannungsquelle betrachtet. Ein Ersatzschaltbild des RV's mit zwei idealen Spannungsquellen, die über einen ohmschen Widerstand und eine Induktivität parallel geschaltet sind, dient zur Untersuchung des Verhaltens zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen. Daraufhin wurde die Notwendigkeit der Spannungs- und Frequenzregelung, d.h. des Kennlinienverfahrens, begründet.

Um das Verhalten des RV's bei Parallelschaltung im Leerlauf systemtheoretisch zu untersuchen, werden die Zustandsgleichungen unter Nutzung des Kennlinienverfahrens hergeleitet. Die erhaltenen nichtlinearen Differenzialgleichungen werden in einem berechneten Arbeitspunkt linearisiert. Danach werden die Systemeigenwerte als Funktion der System- und Kennlinienparameter bestimmt. Diese für den berechneten Arbeitspunkt ermittelten Eigenwerte geben Auskunft darüber, bei welchen eingestellten Parametern das System stabil oder instabil ist. Nachdem die geeigneten Parameterwerte, bei denen die Systemstabilität gewährleistet ist, ermittelt

wurden, wird das System durch Störgrößen wie z.B. Phasenwinkelsprünge auf Stabilität geprüft.

Bei Betrachtung der Belastung wurde wegen der Komplexität und des großen Rechenaufwands der Weg der Simulation statt der mathematischen Behandlung des Systems beschritten. Dabei wurden die Einflüsse der Belastungselemente auf die Systemstabilität simuliert. Es hat sich erwartungsgemäß herausgestellt, dass sich das System bei zunehmendem Laststrom in Richtung Instabilität bewegt.

Die in der vorliegenden Arbeit bisher in der Art ausführlich gezeigte Stabilitätsanalyse zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen wurde nicht veröffentlicht.

Für künftige Arbeiten kann an dieser Stelle eine mathematische Stabilitätsanalyse zweier parallelgeschalteter Spannungsquellen mit Betrachtung der Last vorgeschlagen werden.

Nachdem die Stabilität für den RV im Leerlauf und bei Belastung untersucht wurde, wird die NK, die durch Parallelschaltung der WR ohne Potentialtrennung ungehindert fließen kann, betrachtet. Geeignete Regelstrukturen für die Eliminierung der Kreisströme werden entwickelt. Dabei wird das Verhalten des pulsrequenten Kreisstromes simuliert.

Die im Einzel- und im Parallelbetrieb der WR auftretenden Probleme werden theoretisch begründet. Geeignete Lösungen werden simulativ erarbeitet und praktisch umgesetzt.

Z.B. wird gezeigt, wie die puls- und niederfrequente 150-Hz Kreisstromkomponente geregelt bzw. minimiert wird. Dabei werden gute Ergebnisse erzielt.

Die Strombegrenzung im Kurzschluss und bei Überlast wird ebenfalls ausführlich behandelt und praktisch umgesetzt.

Auch bei der Kompensation der statischen Spannungsabfälle über dem LC-Filter können die gestellten Anforderungen erfüllt werden.

Das für die Topologie ohne Zusatzdrossel entwickelte Regelverfahren sowie die schnelle Begrenzung des Überstromes und deren praktische Umsetzung wurden bisher nicht veröffentlicht.

Die praktische Umsetzung der schnellen Strombegrenzung im Mikrokontroller setzt eine schnelle Abtastung des Überstromes und einen geeigneten Begrenzmechanismus voraus. Die in der vorliegenden Arbeit entworfene und umgesetzte schnelle Strombegrenzung funktionierte bisher problemlos außer in den Fällen, wo die Stromerfassung bezüglich der Stromanstiegsgeschwindigkeit nicht schnell genug war. In einigen Fällen konnten die WR beim Verlassen des Begrenzungsmodus nicht in den normalen Modus übergehen, weil z.B. die Steigung der Anstiegsrampe zu groß war. Daher können künftige Arbeiten in der Richtung zur Optimierung des Strombegrenzungsmechanismus bearbeitet werden.

Zur Verminderung der Geräusche, die durch hohe Pulsung der WR entstehen, können die WR mit variablen Pulsfrequenzen betrieben werden. Bei der Parallelschaltung der WR mit ungleichen Pulsfrequenzen funktioniert die Regelung der pulsfrequenten Kreisstromes nicht. Ein Verfahren zur Synchronisation der Pulsfrequenztabelle der parallelgeschalteten WR ist daher notwendig und kann für nachfolgende Arbeiten empfohlen werden.

9. Anhang

9.1 Beschreibung des DIGSIM-Simulationsmodells

9.1.1 Leistungsteil

Bei einer mathematischen Beschreibung des Systems wie im Abschnitt 4.1.2 und unter Berücksichtigung der Totzeiten im System erhöht sich die Zahl der Zustandsgrößen, so dass wegen der ansteigenden Komplexität und des erforderlichen Zeitaufwands die Simulation mittels Rechner favorisiert wurde.

Im Simulationsmodell werden die Totzeiten berücksichtigt. Die Abb. 9.1 kennzeichnet die Topologie des Leistungsteiles des Simulationsmodelles. Die Topologie ist nahezu kongruent mit der des Demonstrationssystems. Es besteht aus drei separaten Spannungswechselrichtermodellen, die sowohl DC- als auch AC-seitig parallel geschaltet sind. Die dreiphasigen VSC-Schaltermodelle wurden AC-seitig mit einer zusätzlichen du/dt -Filterbaugruppe versehen. Da der Sternpunkt der Kondensatoren des Filters mit dem DC-Mittelpunkt verbunden ist, hat diese Baugruppe einen signifikanten Einfluss auf das pulsfrequente Nullsystem des Stromes i_{C11} . In einem Nullersatzschaltbild des Simulationsmodells ist daher diese Baugruppe explizit zu berücksichtigen. Mit dem Simulationsmodell ist somit auch die Untersuchung des Systemverhaltens eines „Nullstromrippelfilters“ möglich. Dieses ist jedoch im Demonstrationssystem nicht implementiert worden. Um dennoch eine Äquivalenz zwischen Demonstrations- und Simulationsmodell zu erreichen, muss durch geeignete Parametrierung dieses Filters ($C_1, L_{11}, R_{11} \Rightarrow$ klein; $R_{C1} \Rightarrow$ groß), dessen Einfluss auf das Gesamtsystem minimiert werden.

Das Systemverhalten des Raumvektorrippelfilters, in der vorliegenden Arbeit auch als LC-Filter bezeichnet, der Demonstrationsanlage wird unter Verwendung der Baugruppen $L_1 \dots L_3$ und C_{f1} des Simulationsmodells nachgebildet. Durch die unterschiedliche Parametrierung der Filterdrosseln eines WR's kann der Einfluss von Unsymmetrien auf das Systemverhalten untersucht werden. Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit wurden außerdem im Simulationsmodell sämtliche Kondensatoren des

LC-Filters zu einer gemeinsamen Kapazität zusammengefasst. Dies ist bei Vernachlässigung der Kabelimpedanz möglich.

Die Nachbildung einer ohmsch-induktiven Last mit Gegenspannung ist durch die Elemente R_{n1} , L_{n1} und U_x , U_y möglich. Die Wirk- bzw. Blindkomponente der Gegenspannung lässt sich unter Verwendung der Parameter (U_x) und (U_y) unabhängig voneinander einstellen.

Der Zwischenkreis des Simulationsmodells enthält keinerlei Besonderheiten. Er besteht aus einer Spannungsquelle (U_{qz}) mit dem Innenwiderstand (R_z). Der Zwischenkreis enthält außerdem eine Zwischenkreiskapazität. Ähnlich wie bei der Kapazität des LC-Filters wurden auch in diesem Fall sämtliche Zwischenkreiskapazitäten der WR in einer Baugruppe konzentriert. Das ist, an dieser Stelle sicherlich zurecht, bei Vernachlässigung der Impedanzen des DC-Busses möglich. Wie bereits oben ausgeführt ist für spezielle Untersuchungen bezüglich der Nullströme eine Teilung der Zwischenkreiskapazität erforderlich. Die Abb. 9.1 enthält die dadurch entstehende Topologie des Zwischenkreises.

9.1.2 Regelungsstruktur

In Abb. 9.2 ist die Regelungsstruktur eines einzelnen WR's dargestellt. Die Topologie enthält zunächst eingangsseitig zwei 3/2-Koordinatenwandler. Sie transformieren die Systemgrößen Netzspannung $U_{n1}...U_{n3}$ (Spannung am Lastanschlusspunkt) und den abgetasteten Filterstrom $i_{l11}...i_{l13}$ in 0- α - β -Koordinaten. Die Komponenten des rotierenden RV's in α - β -Koordinaten der Inselnetzspannung werden anschließend einem Vektoranalysator (VA-) aufgeschaltet. Dieser berechnet daraus den Betrag (U_{nbetr}) und den zeitvarianten Phasenwinkel (U_{nwink}) dieser Spannung.

Der Phasenwinkel der Spannung dient dann als Eingangsgröße eines Phasenregelkreises (PLL). Eingang der Phasenregelschleife befindet sich zunächst eine Additionsstelle. Sie bestimmt die Differenz zwischen dem zeitvarianten Spannungswinkel und dem geglätteten Phasenwinkel ϕ_{iu1} . Diese Differenz wird nachfolgend einem PT₁-Glied mit der Zeitkonstante $T_{\phi i}$ zugeführt. Die gefilterte Phasendifferenz

d_{phig} , die auch als Frequenzabweichung interpretiert werden kann, wird anschließend einen Summierer zugeführt. Dieser bestimmt daraus und unter Nutzung der Frequenz $\omega_0 = 2\pi \cdot 50\text{Hz}$ die aktuelle Frequenz des Inselnetzes (ω_1). Die so bestimmte Inselnetzfrequenz wird nachfolgend einem Rücksetzintegrierer aufgeschaltet, der daraus den zeitvarianten Phasenwinkel ϕ_{iu1} der Grundschiwingung der Inselnetzspannung berechnet.

Unter Nutzung des PLL-Ausgangswinkels ϕ_{ik1} und eines Vektordrehers gelingt es, die Ströme i_{a1} und i_{b1} in d-q-Koordinaten zu überführen. Die d-Komponente des Stromes wird dabei gemäß Abb. 9.2 mit i_{x1} und die q-Komponente mit i_{y1} bezeichnet. Wie weiterhin aus der Darstellung zu entnehmen ist, erfolgt in Signalflussrichtung noch eine Tiefpassfilterung mit einem PT_1 -Glieder mit der Zeitkonstante T_g dieser Komponenten. Mit den so berechneten Systemgrößen i_{xg1} und i_{yg1} und unter Nutzung des unter 4.1.1 vorgeschlagenen Kennlinienverfahrens ist nun die Berechnung des Steuervektors der Wechselrichterausgangsspannung (v_{wi1}, v_{betr1}) möglich. Durch die beiden Potentiometer K_{u1} und K_{om1} können die Kennliniensteigungen während der Simulation variiert und so deren Einfluss auf die Systemdynamik verifiziert werden. Wie aus Abb. 9.2 weiterhin ersichtlich müssen bei der Berechnung des Steuervektors noch die Werte ω_0 (Sollwert der Netzfrequenz) und v_0 (Sollwert des Steuervektorbetrages) in der gezeigten Art und Weise berücksichtigt werden. Aus der Abb. 6.4 ist außerdem erkennbar, dass durch die überlagerte Spannungsbetragsregelung eine Anhebung des Betragssollwertes nach Maßgabe des Spannungsabfalls über dem LC-Filter möglich ist. (vgl. auch mit Abschnitt 6.1.2.2)

Der berechnete Betrag U_{nbetr} fungiert, nachdem er über einen Tiefpaß gefiltert wurde, als Istwert der Spannungsbetragsregelung. In Signalflussrichtung folgt gemäß der Darstellung eine Summationsstelle. Sie realisiert den Soll- Istwertvergleich. Die sich dadurch ergebende Regelabweichung wird nachfolgend noch mit dem Faktor K_{i1} , d.h. der Verstärkung des P-Reglers für die Spannungsbetragsregelschleife, gewichtet. Durch Variation des Potentiometerwertes K_{i1} kann der Verstärkungsfaktor des Reglers während der Simulation verändert und so der Einfluss des Wertes auf die Abweichung des Spannungsbetrages verifiziert werden. Durch die Aufschaltung

des Steuervektorbetrages (V_0) wird der Betragsregler entlastet und so die bleibende Regelabweichung des P-Reglers minimiert. In Signalflossrichtung folgen gemäß Abb. 9.2 weitere Blöcke, die jedoch nur für die Strombegrenzungsregelung relevant sind.

Als Istwert dieser Begrenzungsregelung des Strombetrages fungiert gemäß Abb. 9.2 der Wert $i_{1\text{betr}}$. Dieser wird aus den mittels Tiefpaß gefilterten Strömen in d-q-Koordinaten unter Nutzung eines Vektoranalysators (VA) berechnet, wobei für die weitere Signalverarbeitung nur der Strombetrag benötigt wird. Nach dem Soll- Istwert-Vergleich wird die Regelabweichung (di_1) einem PI-Regler aufgeschaltet, der daraus und unter Nutzung des Parameter Kv_1 (P-Verstärkung) und Ti_1 (Nachstellzeit) die Stellgröße (V_0) bestimmt. Eine zusätzlich in die Regelschleife eingefügt Anstiegsbegrenzung begünstigt beim Verlassen des Strombegrenzungsmodus den synchronen Anstieg des Spannungsbetrages der einzelnen Wechselrichtermodule. Dadurch wird verhindert, dass beim Verlassen des Überstrommodus unzulässig große Differenzen in den Spannungsbeträgen der am Gesamtsystem beteiligten Einzelwechselrichter auftreten. Sie würden große Ausgleichsströme generieren, wodurch eventuell eine erneute Aktivierung des Strombegrenzungsmodus erfolgen kann.

Ein weiteres signifikantes Strukturelement der Regelungstopologie ist die Zusatzdämpfung gemäß Abb. 6.15. Entsprechend Abb. 9.2 werden zur Realisierung dieser Struktur zunächst die abgetasteten Ströme gemessen, mit dem Faktor Kr_1 multipliziert und anschließend zu dem in natürliche Koordinaten zurücktransformierten Wechselrichtersteuervektor addiert. Zur Ausführung der inversen Transformation des Steuervektors zur Bildung der Spannungskomponenten V_{ta1} und V_{tb1} dient der in Abb. 9.2 enthaltene Vektordreher (VD+) in Verbindung mit einem 2/3-Wandler.

Eine weitere Struktur, die gemäß Abb. 9.2 ebenfalls einen Vektordreher enthält, generiert den zur Erhöhung der Aussteuerung notwendigen Steuervektor ($1/6 \cdot V_{\text{betr}1} \cdot \sin(3 \cdot W_{i1}(t))$).

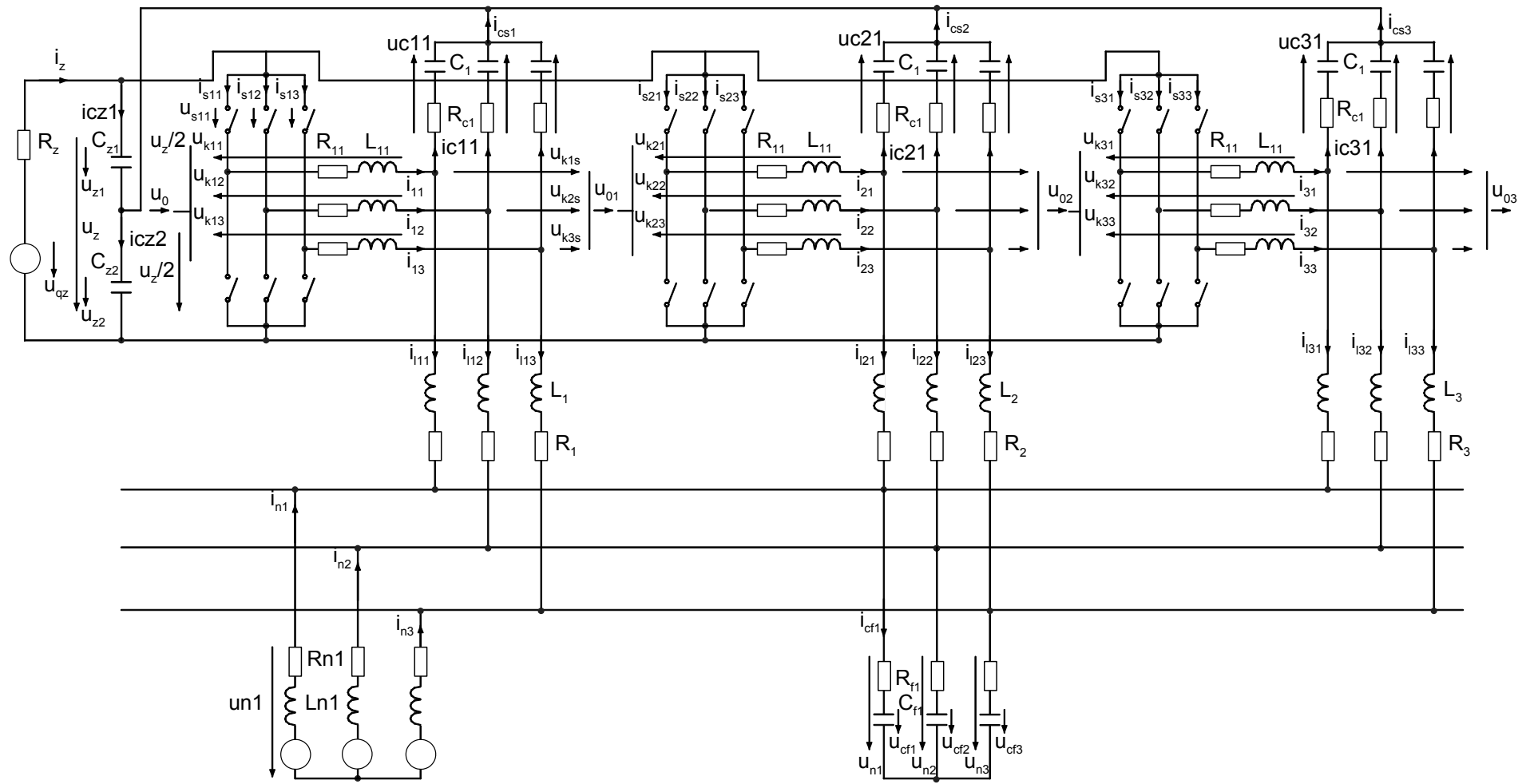


Abb. 9.1

Topologie des Inselnetzes (Leistungsteil)

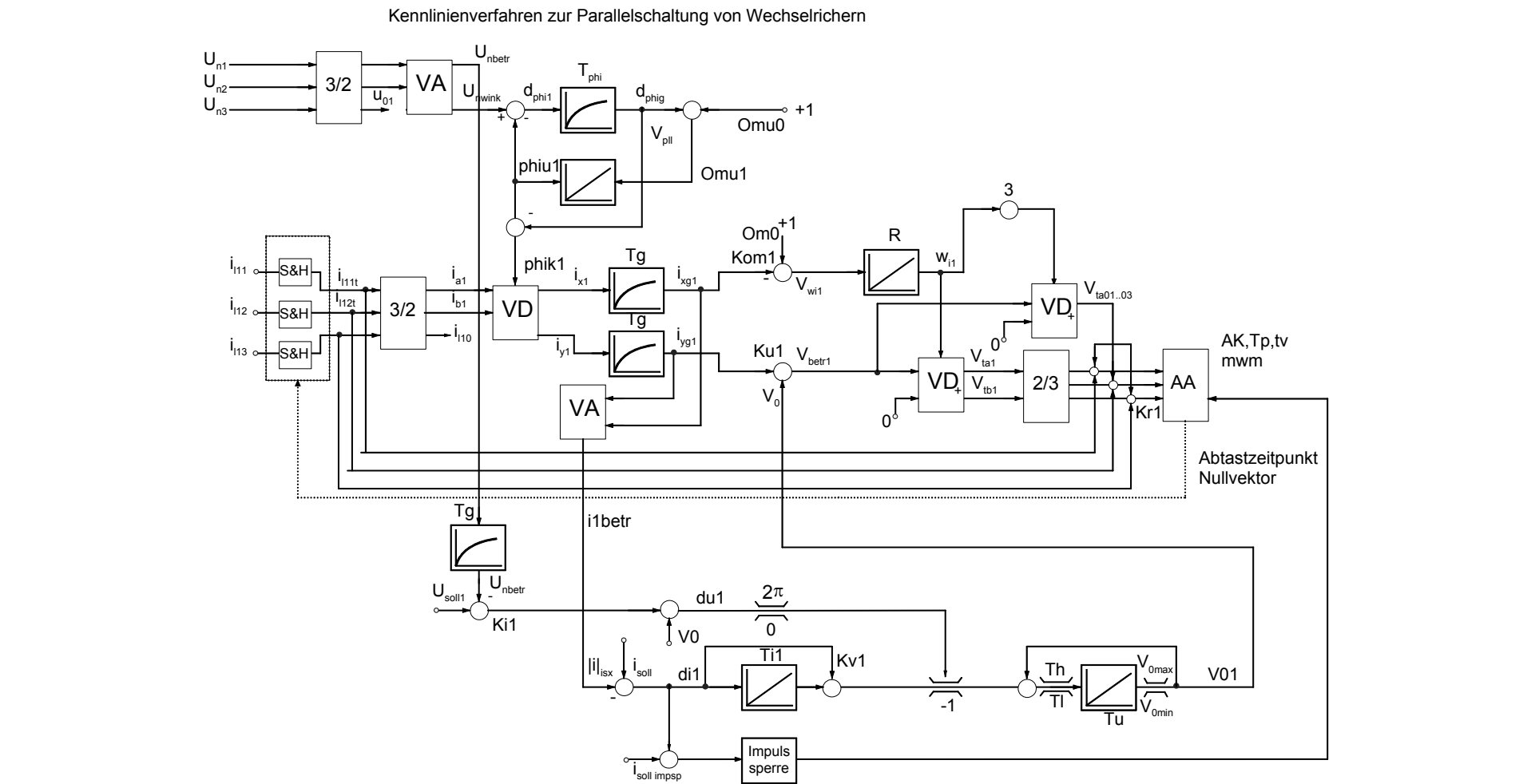


Abb. 9.2

Regelungsstruktur des ersten Wechselrichters (die verbleibenden beiden Strukturen sind zu der vorstehend gezeigten äquivalent)

9.2 Technische Daten

Wechselrichter

Scheinleistung	$ \underline{S} = 80 \text{ KVA}$
Nennstrom des Wechselrichters	$I_{WR} = 116 \text{ A}$
Zwischenkreisspannung	$U_Z = 680 \text{ V}$

LC-Filter

Filterdrossel	$L_F = 300 \mu\text{H}$
Filterkondensator	$C_F = 30 \mu\text{F}$ in Dreieck
Filterwiderstand	$R_F = 0.5 \Omega$
Zwischenkreiskondensator	$C_Z = 9,4 \text{ mF}$

Koppelemente

Zusatzdrossel	$L_Z = 100 \mu\text{H}$
Kabellänge	$l = 0..20..40 \text{ m}$

Messglieder

Spannungswandler	(QPSW <u>1000</u> /600/400)
Stromwandler	$\ddot{u} = 1:2000$ (Typ 4644x060)

Last

RL-Last	$\cos \varphi \approx 0,4 \dots 0,9$
Asynchronmotor, Kurzschlussläufer,	45 KW, in Dreieck,
Asynchronmotor, Schleifringläufer,	11 KW

9.3 Allgemeine Schreibweise der Systemgrößen

v	Momentanwert
\underline{v}	Spaltenvektor
$f(v)$	Funktion von
$v(t)$	Zeitvariante Größe / Zeitfunktion

V	Effektivwert
$\varphi_{\underline{v}}$	Phasenwinkel eines rotierenden Raumvektors
\hat{V}	Scheitelwert
$\underline{\bar{v}}$	rotierender Raumvektor
$ \underline{\bar{v}} $	Betrag eines rotierenden Raumvektors
$\underline{\bar{v}}^*$	konjugiert komplexer Raumvektor
$\dot{\underline{\bar{v}}}$	erste Ableitung des rotierender Raumvektors nach der Zeit
$\underline{\bar{v}}'$	gedrehter (ruhender) Raumvektor
$\overline{\underline{v}}$	Mittelwert

9.4 Bedeutung der verwendeten Formelzeichen

\underline{a}	Drehoperator
A_{ij}	Unterdeterminante
$[A]$	Systemmatrix
$[B]$	Eingangsmatrix
$[D]$	Durchgangsmatrix
D	Dreiecksignal
Det	Determinante
$[E]$	Einheitsmatrix
f	Frequenz
f_p	Pulsfrequenz
$G(p)$	Übertragungsfunktion
i	Strom
i_M	Strom im Mittelpunktleiter
K	Konstante
k	Verstärkungsfaktor eines Reglers
k_u	Steilheit der statischen Spannungs- Blindstrom-Kennlinie
k_ω	Steilheit der statischen Frequenz-Wirkstrom-

	Kennlinie
L	Induktivität
M	Gegeninduktivität
P	Laplace-Operator
$s_A(t)$	Schaltsignal
R	Ohmsche Widerstand
t	Zeitvariable
T_p	Periodendauer
t_{MTij}	Element der Transformationsmatrix
$[T_{MT}]^{-1}$	allgemeine Transformationsmatrix
u	Spannung
$v_A(t)$	Steuervektor
x	Zustandsvektor
y	Variable
φ	Phasenwinkel
ω	Kreisfrequenz
Δ	Differenz-
λ	Eigenwert
$[\Lambda]$	Diagonalmatrix

9.5 Bedeutung der tiefgestellten Indizien

α	Realteil des rotierenden Raumvektors
β	Imaginärteil des rotierenden Raumvektors
$\mu = U, V, W$	Zählindex für Drehstromgrößen
0	Nullkomponente
(3)	dritte Harmonische
(1)	Grundschiwingung
AP	Arbeitspunkt
Bet	Betrag
D	Zusatzdämpfung
d	Gleichgröße
d	Realteil des ruhenden Raumvektors
d+	Gleichtakt-

d-	Gegentakt-
F	Filter-
f	gefilterte Größe
grenz	Grenzwert
HD	Hauptdiagonal
L	Last-
m	Modulator
MT	transformierte Größen
N	Netz
Nenn	Nenngröße
ND	Nebendiagonal
PLL	Phasenregelschleife (<u>P</u> hase <u>L</u> ocked <u>L</u> oop)
q	Imaginärteil des ruhenden Raumvektors
R	Widerstand
Reg	Regel-
Soll	Sollwert
WR	Wechselrichter

9.6 Bedeutung der verwendeten Abkürzungen

Abb.	Abbildung
AC-	Wechselgröße
DC-	Gleichgröße
LC-Filter	Ausgangsfiler des Wechselrichters
Gl./Gln.	Gleichung/Gleichungen
IGBT	<u>I</u> solated <u>G</u> ate <u>B</u> ipolar <u>T</u> ransistor
KPW	<u>K</u> artesisch- <u>P</u> olar- <u>W</u> andler
NK	<u>N</u> ull <u>k</u> omponente
NKESB	<u>N</u> ull <u>k</u> omponenten <u>e</u> rsatz <u>s</u> chalt <u>b</u> ild
P-Regler	<u>P</u> roportional-Regler
PI-Regler	<u>P</u> roportional- <u>I</u> ntegral-Regler
PT ₁ -Glieder	Verzögerungsglied erster Ordnung
PT ₄ -Glieder	Verzögerungsglied vierter Ordnung
PWM	Pulsweitenmodulation (<u>P</u> uls- <u>W</u> ide-

	<u>M</u> odulation)
RV	<u>R</u> aum <u>v</u> ektor
RVESB	<u>R</u> aum <u>v</u> ektore <u>r</u> ersatz <u>s</u> chalt <u>b</u> ild
S&H	<u>S</u> ample & <u>H</u> old
SWR	<u>S</u> pannungs <u>w</u> echsel <u>r</u> ichter
U/F-Kennlinie	Spannungs-Frequenz-Kennlinie
WR	<u>W</u> echsel <u>r</u> ichter

10. Literaturverzeichnis

- [1] Lunze, J.: Regelungstechnik 1.
3., bearb. und erw. Auflage Springer Verlag Berlin, Heidelberg, 2001.
- [2] Lunze, J.: Regelungstechnik 2.
3., bearb. und erw. Auflage Springer Verlag Berlin, Heidelberg, 2001.
- [3] Jenni, F.; Wüest, D.: Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter
vdf Hochsuhlverlag AG an der ETH Zürich und B.G. Teubner Stuttgart, 1995.
- [4] Machowski, J.; Bialek, J. W.; Bumby, J. R.: Power System Dynamics and
Stability, John Willy & Sons, New York-USA, 1997.
- [5] Schröder, D.: Elektrische Antriebe- Regelung von Antriebssystemen.
2., bearb. und erw. Auflage Springer Verlag Berlin, Heidelberg, 2001.
- [6] Klaus, R.: Der Mikrokontroller C167.
Vdf, Hochsch.-Verl. An der ETH Zürich 2000.
- [7] Zinke, O.; Brunswig, H.: Hochfrequenztechnik 1.
5. Auflage Springer Verlag Berlin Heidelberg 1995.
- [8] Föllinger, O.: Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre
Anwendung. 8. überarb. Auflage, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1994.
- [9] Herold, G.: Grundlagen der elektrischen Energieversorgung.
B.G. Teubner Stuttgart 1997.
- [10] Zurmühl, R., Falk, S.: Matrizen und ihre Anwendung. 7. Auflage, Berlin [u.a.]:
Springer, 1997
- [11] Hauck, M.: Bildung eines dreiphasigen Inselnetzes durch unabhängige
Wechselrichter im Parallelbetrieb, Dissertation, November 2002, Elektro-
technisches Institut, Uni Karlsruhe
- [12] Ye, Z.: Modeling and control of parallel three-phase PWM.
Dissertation, September, 2000, Virginia Polytechnic Institute and State
University
- [13] Ellinger, T.: Entwicklung eines hybriden Kompensatorkonzeptes für einen
Drehstromlichtbogenofen, Dissertation, Oktober 2003, Technische Universität
Ilmenau
- [14] Marwali, M. N.; Jung, J.-W.; Keyhani, A.: Control of Distributed Generation
systems-Part 129: Load Sharing Control.IEEE Trans. on Power Electronics,
Vol. 19, NO. 6, November 2004, pp. 1551-1561.

- [15] Kim, J. W.; Choi, H. S.; Cho, B. H.: A Novel Droop Method for Converter Parallel Operation. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, NO. 1, January 2002, pp. 25-31.
- [16] Ye, Z.; Boroyevich, D.; Choi, J.-Y.; Lee, F. C.: Control of Circulating Current in Two Parallel Three-Phase Boost Rectifiers. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, NO. 5, September 2002, pp. 609-614.
- [17] Panov, Y.; Jovanović, M. M.: Stability and Dynamic Performance of Current-Sharing Control for Parallel Voltage Regulator Modules. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, NO. 2, March 2002, pp. 172-178.
- [18] Ye, Y.; Kazerani, M.; Quintana, V. H.: Modeling, Control and Implementation of Three-Phase PWM Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, NO. 3, May 2003, pp. 857-863.
- [19] Schönknecht, A.; De Doncker, R.: Novel Topologie for Parallel Connection of Soft-Switching High-Power High Frequency Inverters. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, NO. 2, March/April 2003, pp. 550-555.
- [20] Da Silva, S.; Donoso-Garcia, P. F.; Cortizo, P. C.; Seixas, P. F.: A Three-Phase Line-Interactive UPS System Implementation with Series-Parallel Active Power-Line Conditioning Capabilities. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, NO. 6, November/December 2002, pp. 1581-1589.
- [21] Senini, S.; Wolfs, P. J.: Analysis and Design of a Multiple-Loop Control System for Hybrid Active Filter IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 49, NO. 6, December 2002, pp. 1283-1291.
- [22] Bae, C. H.; Ryu, J. H.; Lee, K. W.: Suppression of Harmonic Spikes in Switching Converter Output Using Dithered Sigma-Delta Modulation. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, NO. 1, January/ February 2002, pp. 159-165.
- [23] Alves, D. A.; Da Costa, G. R. M.: An Analytical Solution to the Optimal Power Flow. IEEE Power Engineering Review, March 2002, pp. 49-51.
- [24] Zhou, K.; Wang, D.: Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 186-195.
- [25] Tai, T.-L.; Chen, J.-S.: UPS Inverter Design Using Discrete-Time Sliding-Mode Control Schema. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 67-74.
- [26] Wu, J.; Lee, F. C.; Boroyevich, D.: Elimination of Low-Frequency Harmonics Caused by PWM in a Three-Phase Soft-Switched Boost Rectifier. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, No. 2, March/April 2002, pp. 483-488.

- [27] Haque, M. H.: Determination of Steady-State Voltage stability Limit Using P-Q Curve. IEEE Power Engineering Review, April 2002, pp. 71-72.
- [28] Chiang, S. J.; Ai, W. j.; Lin, F. J.: Parallel operation of capacity-limited three-phase four-wire power filters. IEEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 149, No. 5, September 2002, pp. 329-336.
- [29] Song, H. S.; Joo, I. W.; Kwanghee, K.: Source Voltage Sensorless Estimation Scheme for PWM Rectifiers Under Unbalanced Conditions. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 6, December 2003, pp. 1238-1244.
- [30] Valenciaga, F.; Puleston, P. F.; Battaiotto, P. E.: Power Control of a Soral/Wind Generation System Without Wind Measurement: A Passivity/Sliding Mode Approach. IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, No. 4, December 2003, pp. 501-507.
- [31] Lee, W. C.; Lee, T. K.; Hyun, D. S.: A Three-Phase Parallel Active Power Filter Operating With PCC Voltage Compensation With Consideration for an Unbalanced Load. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002, pp. 807-573.
- [32] Tanaka, T.; Fujikawa, S.; Funabiki, S.: A New Method of Damping Harmonic Resonance at the DC Link in Large-Capacity Rectifier-Inverter Systems Using a Novel Regenerating Scheme. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, No. 4, July/ August 2002, pp.1131-1137.
- [33] Rigby, B. S.; Chonco, N. S.; Harley, R. G.: Analysis of a Power Oscillation Damping Scheme Using a Voltage-Source Inverter. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, No. 4, July/ August 2002, pp. 1105-1112.
- [34] Mayordomo, J. G.; Izzeddine, M.; Asensi, R.: Load and Voltage Balancing in Harmonic Power Flows by Means of Static VAr Compensators. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 17, No. 3, July 2002, pp. 761-769.
- [35] Tuladhar, A.; Jin, H.; Unger, T.; Mauch, K.: Control of power Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect. IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 36, No. 1, January/February 2000, pp. 131-137.
- [36] Choi, S. S.; Li, B. H.; Vilathgamuwa, D. M.: Design and Analysis of the Inverter-Side Filter Used in the Dynamic Voltage Restorer. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 17, No. 3, July 2002, pp. 857-863.